

UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA

PROYECTO FINAL

Diseño y desarrollo de emulador de celdas de combustible

Autor:

Claus Nahuel Mancini

Coordinadores:

Dr. Ing. Jerónimo Moré

Dr. Ing. Paul Puleston

Mg. Ing. Juan Ignacio Talpone

Departamento de electrotecnia



UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA

Abstract

Facultad de Ingeniería

Departamento de electrotecnia

Proyecto de grado

Diseño y desarrollo de emulador de celdas de combustible

por Claus Nahuel MANCINI

The Thesis Abstract is written here (and usually kept to just this page). The page is kept centered vertically so can expand into the blank space above the title too. . .

Agradecimientos

The acknowledgements and the people to thank go here, don't forget to include your project advisor. . .

Índice general

Abstract	I
Agradecimientos	II
Contenidos	III
Lista de figuras	V
Lista de cuadros	VII
1. Introducción	1
1.1. Celdas de combustible	2
1.2. Sistemas de generación híbridos	2
1.3. Emulador de pila de combustible	3
2. Celdas de combustible	4
2.1. Principios de funcionamiento	4
2.2. Tipos de celdas de combustible	6
2.3. Sistemas de celdas de combustible	7
2.4. Consideraciones energéticas	8
2.5. Comentarios	10
3. Modelo del sistema de celdas de combustible	11
3.1. Características eléctricas	11
3.1.1. Tensión reversible de circuito abierto	12
3.1.2. Pérdidas de activación	12
3.1.3. Pérdidas Óhmicas	14
3.1.4. Pérdidas por concentración o transporte de masa	14
3.2. Modelos propuestos	15
3.2.1. Modelo fijo	16
3.2.2. Modelo paramétrico	17
3.3. Comentarios	19
4. Convertidores conmutados DC-DC	21
4.1. Convertidor elevador	23
4.1.1. Operación en estado estacionario	23
4.1.1.1. Modo de conducción continua	24

4.1.1.2.	Exigencias eléctricas en estado estacionario para MCC . .	28
4.1.1.3.	Modo de conducción discontinua	28
4.1.2.	Modelo dinámico	30
4.2.	Convertidor reductor	31
4.2.1.	Operación en estado estacionario	32
4.2.1.1.	Modo de conducción continua	32
4.2.1.2.	Exigencias eléctricas en estado estacionario para MCC . .	34
4.2.1.3.	Modo de conducción discontinua	34
4.2.2.	Modelo dinámico	36
4.3.	Detalles técnicos de los convertidores utilizados	37
4.3.1.	Convertidor elevador	37
4.3.2.	Convertidor reductor	39
4.4.	Comentarios	41
5.	Control y simulaciones	42
5.1.	Introducción	43
5.2.	Controladores	43
5.3.	Modelos promediados de los convertidores	45
5.3.1.	Convertidor Elevador	48
5.3.2.	Convertidor Reductor	48
5.4.	Arquitectura de control	48
5.4.1.	Sintonía de controladores para elevador	49
5.4.2.	Sintonía de controlador para reductor	50
5.5.	Modelos y simulaciones	51
5.5.1.	Convertidor elevador	52
5.5.2.	Convertidor reductor	52
5.5.3.	Simulación de la operación conjunta de convertidores	53
5.6.	Soporte de hardware	55
5.6.1.	Comentarios	56
6.	Modelo del Emulador	58
6.1.	Modelo de control	58
6.1.1.	Filtro de corriente	58
6.2.	Simulaciones	61
6.2.1.	Modelo Fijo	61
6.2.2.	Modelo paramétrico	63
6.2.3.	Operación conjunta del emulador y la etapa de potencia	64
6.2.4.	Comentarios	65

Índice de figuras

1.1. Diagrama en bloques de sistema híbrido	3
2.1. Esquema constructivo de una celda de combustible de electrolito ácido . .	5
2.2. Disposición en apilado bipolar planar	6
2.3. Sistema de celdas de combustible tipo PEM	8
2.4. Característica típica de tensión-densidad de corriente.	10
3.1. Característica eléctrica del módulo NEXA mostrando rango de funciona- miento.	17
3.2. Diagrama esquemático del modelo de tensión de la celda parametrizado .	19
3.3. Diagrama esquemático del modelo de tensión de la celda parametrizado .	20
4.1. Topología de un convertidor elevador de conducción bidireccional	23
4.2. Curvas de estado estacionario para el elevador operando en MCC	24
4.3. Relaciones de tensión del convertidor elevador con diferentes cargas. . . .	25
4.4. Eficiencia del convertidor elevador a diferentes cargas.	26
4.5. Curvas de estado estacionario para el elevador operando en MCC	29
4.6. Intervalos de modos de conducción para la relación de conversión del ele- vador.	30
4.8. Curvas de estado estacionario para el elevador operando en MCC	32
4.7. Esquemático del reductor a partir del circuito del elevador	32
4.9. Curvas de estado estacionario para el elevador operando en MCC	35
4.10. Intervalos de modos de conducción para la relación de conversión del re- ductor.	36
4.11. Convertidor elevador operando en MCC	38
4.12. Convertidor elevador operando en MCD	39
4.13. Convertidor reductor operando en MCC	40
4.14. Convertidor reductor operando en MCD	40
5.1. Consideración del controlador PID a los valores obtenidos.	44
5.2. Controlador PI con mecanismo anti-wind-up	45
5.3. Esquema linealizado del control del elevador.	50
5.4. Análisis del lugar de las raíces en el dominio Z para $T_s = 50\mu s$	50
5.5. Esquema de control del Reductor.	51
5.6. Diagrama del lugar de raíces para el lazo de tensión del reductor.	51
5.7. Modelo completo del convertidor elevador	52
5.8. Resultado de simulación de corriente de inductor y tensión de salida del convertidor DC-DC elevador	52
5.9. Modelo completo del convertidor reductor	53

5.10. Resultado de simulación de corriente de inductor y tensión de salida del convertidor DC-DC reductor	53
5.11. Modelo usado para la simulación del comportamiento conjunto de los convertidores	54
5.12. Resultados de la simulación para el convertidor reductor alimentando al elevador	54
5.13. Resultados de simulación para el convertidor elevador alimentado por el reductor	54
6.1. Esquema general de control	58
6.2. Formas directas de filtros IIR	60
6.3. Respuesta en frecuencia de filtro de corriente	61
6.4. Esquema de simulink del modelo fijo	62
6.5. Resultados de simulación para las magnitudes de salida del emulador	62
6.6. Relevamiento de curvas para modelo fijo	62
6.7. Esquema simulink del modelo paramétrico	63
6.8. Resultados de simulación para las magnitudes de salida del emulador paramétrico	63
6.9. Relevamiento de curvas para modelo paramétrico	64
6.10. Esquema del emulador conectado a la etapa de potencia	64
6.11. Esquema del emulador conectado a la etapa de potencia	65
6.12. Esquema del emulador conectado a la etapa de potencia	65

Índice de cuadros

2.1. Clasificación de los tipos de celdas de combustible	7
3.1. Parámetros de modelo fijo	17
3.2. Expresiones del modelo paramétrico	18
4.1. Exigencias eléctricas de los componentes del elevador.	28
4.2. Exigencias eléctricas de los componentes del reductor.	34
4.3. Especificaciones de los componentes utilizados	37
4.4. Condiciones de operación para el elevador	37
4.5. Requerimientos a los componentes del elevador	38
4.6. Condiciones de operación para el elevador	39
4.7. Requerimientos a los componentes del reductor	40
5.1. Parámetros del controlador del elevador.	50
5.2. Parámetros del controlador del reductor	51

Acrónimos

FC	Celda de combustible (del inglés)
PEM	Membrana de intercambio protónico (del inglés)
SGH	Sistema de generación híbrido
CCE	Convertidor conmutado DC-DC elevador
CCR	Convertidor conmutado DC-DC reductor
MCC	Modo de conducción continua
MCD	Modo de conducción discontinua
ESR	Resistencia serie equivalente (del inglés)
FIR	Respuesta al impulso finita (del inglés)
IIR	Respuesta al impulso infinita (del inglés)

Capítulo 1

Introducción

La mayor parte de la energía eléctrica consumida hoy en día es generada por combustibles fósiles. Este hecho marca una clara situación de dependencia de la economía mundial hacia estos recursos, causando inconvenientes como la excesiva contaminación ambiental y su incipiente agotamiento, generando la necesidad de sustituirlos.

Desde hace algún tiempo se ha estado gestando un gran interés por el desarrollo de las energías alternativas, motivado por la búsqueda de fuentes eficientes, duraderas y poco contaminantes que podrían reemplazar las fuentes energéticas convencionales. Dentro de ellas se cuentan principalmente la energía hidráulica, eólica y solar. Una de las desventajas de las mencionadas frente a los combustibles es la posibilidad de ser almacenados para su disponibilidad inmediata. Sin embargo, existen también combustibles limpios, como el **hidrógeno**.

El hidrógeno es un combustible de alto contenido energético y obtenible mediante diversos procesos, cuya reacción con el oxígeno produce agua limpia. Estas características lo convierten en una opción atractiva frente al resto de los combustibles, tales como los hidrocarburos.

La utilización del hidrógeno como combustible para la generación de energía eléctrica se puede dar de varias maneras. Si bien su combustión directa es una forma de obtener energía calórica que puede transformarse mediante procesos de conversión habituales, también puede conseguirse energía eléctrica directamente usando mecanismos electroquímicos. Un modo de hacer esto es mediante **Celdas de combustible**.

1.1. Celdas de combustible

Las celdas de combustible son dispositivos electroquímicos que permiten obtener energía eléctrica a partir de la reacción química controlada entre un combustible y un oxidante. Algunos de sus beneficios son su gran eficiencia comparada con las máquinas térmicas convencionales y las reducidas emisiones de los procesos puestos en juego. Su utilización aún no es muy amplia debido a su elevado costo y la limitada disponibilidad de los combustibles empleados.

Existen diversos tipos de celdas de combustible, aunque este trabajo solo se ocupa de las celdas de membrana de intercambio protónico (PEM, por sus siglas en inglés), que operan a bajas temperaturas entregando potencia reducida.

El uso práctico de las celdas comprende la disposición de varios elementos que forman un sistema. Por un lado, debido al reducido nivel de tensión que entregan las celdas, suelen utilizarse arreglos de celdas en serie de modo que se obtenga un nivel adecuado de tensión entre los electrodos terminales. Tales arreglos son llamados pilas de combustible. Por otro lado, durante la operación de las pilas se producen fenómenos físicos, térmicos, electroquímicos, eléctricos, entre otros. Esto deriva en la necesidad de un sistema compuesto por un conjunto de elementos auxiliares que tengan en cuenta los efectos de estos fenómenos sobre el comportamiento de la pila.

1.2. Sistemas de generación híbridos

Más allá de todas las ventajas mencionadas acerca de las celdas de combustible se han comentado varias de sus dificultades. La necesidad de producir el combustible que consumen hace que pierdan autonomía. Es por ello que se ha sugerido su utilización en el contexto de los que se conocen como *sistemas de generación híbrida* (SGH), cuyos módulos de generación extraen energía de diferentes fuentes. El presente trabajo se enmarca en el diseño de uno de estos sistemas, que en particular está compuesto por fuentes de energías limpias. En la fig. 1.1 se muestra el esquema del sistema para el cual fue realizado este proyecto.

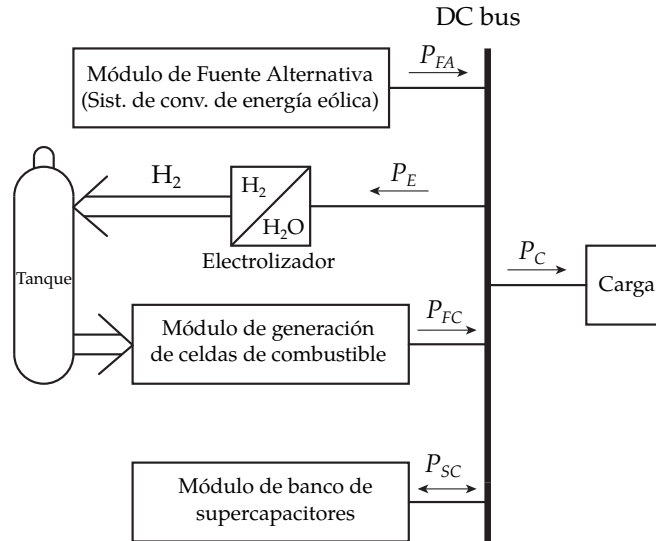


FIGURA 1.1: Diagrama en bloques de sistema híbrido

Para poder encarar la concepción del SGH se necesitarían todos los módulos que lo componen, esto representaría un gran costo. Por ello se ha planteado una alternativa para el armado del sistema que consiste en la temporal sustitución de los módulos faltantes por plataformas de emulación.

1.3. Emulador de pila de combustible

El trabajo que se expone en el presente documento trata sobre el diseño y construcción de un emulador de pilas de combustible. La necesidad del desarrollo de un emulador de pilas de combustible surge a partir de las diversas dificultades para obtener una pila real, ya sea por su costo, su tamaño o el difícil acceso y almacenamiento del combustible.

La conexión de los módulos mostrados en la fig. 1.1 hacia el bus de tensión continua debe realizarse mediante una etapa de potencia que adapte los niveles eléctricos. En el proyecto del SGH, esta tarea ya ha sido abordada y constituyó el soporte para el desarrollo del emulador. La etapa de potencia consiste en un convertidor DC-DC conmutado elevador.

El flujo de trabajo del proyecto se llevó a cabo de la siguiente manera: se siguieron las tareas que se mencionan a continuación: en primer instancia se diseñaron los modelos de simulación que luego fueron programados en el *hardware* de control y se procedió a la realización de ciertos ajustes en la placa diseñada para el convertidor original cambiando la topología del mismo para permitirle funcionar según los modelos diseñados para finalmente realizar los ensayos finales.

Capítulo 2

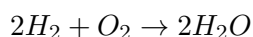
Celdas de combustible

El descubrimiento de la celda de combustible derivó de un experimento de electrólisis, proceso en el que se utiliza corriente eléctrica para producir la separación de los compuestos en sus elementos. El hecho que llevó a descubrir el principio de la celda de combustible fue la reversibilidad (en términos cualitativos) del proceso, es decir que pudo obtenerse energía eléctrica de la reacción que devolviera los elementos al compuesto original.

La reacción química llevada a cabo es la misma que si el proceso fuese realizado mediante la combustión de los reactivos. Pero se distingue de éste último proceso en que parte de la energía liberada es eléctrica. Por otra parte, la reversibilidad del proceso le confiere características particulares. Una de ellas es que su eficiencia no está limitada por el ciclo de Carnot, como es el caso de los procesos termodinámicos.

2.1. Principios de funcionamiento

El dispositivo está constituido básicamente por dos partes fundamentales: el electrolito y los electrodos. El electrolito es el material que facilita el movimiento de iones y los electrodos ofrecen una superficie para la posibilidad de la reacción química. La reacción producida por las celdas más elementales y las de interés para este trabajo es la siguiente:



Esta última expresión sirve para ilustrar la simplicidad de los procesos químicos que se llevan a cabo en estos dispositivos. El esquema de una celda de combustible elemental de electrolito ácido se muestra en la fig. 2.1 con las reacciones que entran en juego y el

modo en que se da el flujo de los reactivos y productos entregando corriente eléctrica a la carga conectada.

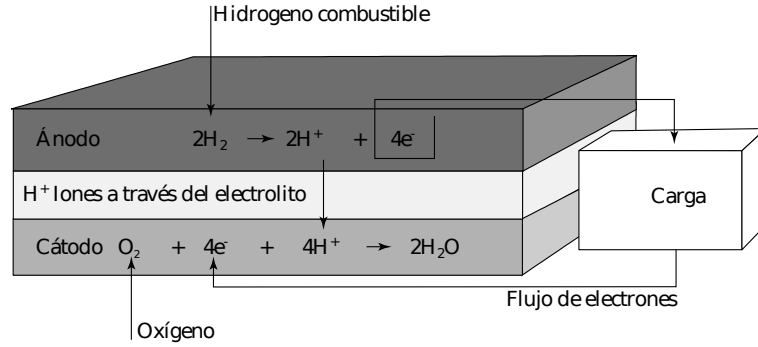


FIGURA 2.1: Esquema constructivo de una celda de combustible de electrolito ácido

En el esquema de la fig. 2.1 se analiza con mayor detalle las reacciones puestas en juego que se transcriben en las ecuaciones 2.1.



En (2.1c) se ha adicionado el término $\Delta\bar{g}_f$ que representa la energía de formación. Éste término es negativo para la reacción en cuestión, es decir que se libera energía de la reacción estudiada. Ésta energía se manifiesta de diferentes maneras.

A pesar de tratarse de una reacción espontánea no se lleva a cabo a menos que se suministre la energía de activación necesaria para que se produzca, y esto limita su ritmo. Para que aumente la probabilidad de que la reacción tenga lugar pueden tomarse medidas como:

- El aumento del área efectiva de los electrodos
- El aumento de la temperatura
- El uso de catalizadores

Si bien las celdas de combustible efectivamente proveen energía eléctrica, lo hacen en pequeñas cantidades. La tensión entregada entre los terminales de sus electrodos es del orden de 1V y es por ello que normalmente las celdas de combustible se suelen configurar

en arreglos de *pilas de celdas de combustible*, cuyas celdas son interconectadas en serie para que de los electrodos terminales se obtenga la suma de la tensión que entrega cada una de ellas.

Considerando la reducida tensión que entregan las celdas se disponen en pilas usando conectores especiales que limitan la caída de tensión entre los contactos de cada electrodo. Una de las disposiciones típicas de las pilas de celdas es la que se muestra en la fig. 2.2.

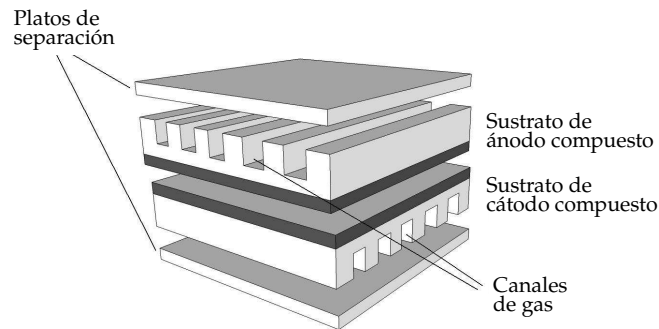


FIGURA 2.2: Disposición en apilado bipolar planar

2.2. Tipos de celdas de combustible

Para hacer frente a las dificultades presentadas en el desarrollo de las celdas de combustible, se probaron varias tecnologías dando lugar a varios tipos de celdas de combustible. Éstas se diferencian especialmente por el electrolito utilizado y por ende el tipo de ion que se mueve a través de él. En el cuadro 2.1 se listan las celdas típicas que pueden encontrarse.

Tipo de celda de combustible	Ion móvil	Temperatura de operación	Aplicaciones
Alcalina (AFC)	OH^-	50 – 200°C	Usada en vehículos espaciales
Membrana de intercambio de protones (PEMFC)	H^+	30 – 100°C	Vehículos, aplicaciones móviles y sistemas de baja potencia
Metanol directo (DMFC)	H^+	20 – 90°C	Apropiado para sistemas de electrónica portátil de bajo consumo
Ácido fosfórico (PAFC)	H^+	~220°C	Sistemas de cogeneración de 200kW
Carbonato fundido (MCFC)	CO_3^{2-}	~650°C	Sistemas de cogeneración de hasta MW de capacidad
Óxido sólido (SOFC)	O^{2-}	500 – 1000°C	Sistemas de cogeneración de 2kW a varios MW

CUADRO 2.1: Clasificación de los tipos de celdas de combustible

Existen otros tipos de celdas además de los mencionados en el cuadro 2.1 aunque en este trabajo solo se ocupó de las celdas de Membrana de intercambio Protónico (PEM). Las pilas de celdas PEM son muy sencillas de operar y funcionan a bajas temperaturas. Además ofrecen un amplio rango de potencias según el tamaño. Se componen por un electrolito solido y los electrodos usan pequeñas cantidades de platino como catalizador. Sin embargo es necesario que el hidrógeno suministrado sea de muy alta pureza, lo cual trae ciertas complicaciones.

2.3. Sistemas de celdas de combustible

Las partes fundamentales de la celda han sido enumeradas y explicadas tanto como su funcionamiento. Sin embargo las celdas requieren de varios subsistemas auxiliares que se encarguen de regular todas las magnitudes de entrada a la pila. El diseño y correcto funcionamiento conjunto de estos módulos representa un complejo problema de ingeniería. Un esquema sencillo de un sistema de celdas se muestra en la fig. 2.3.

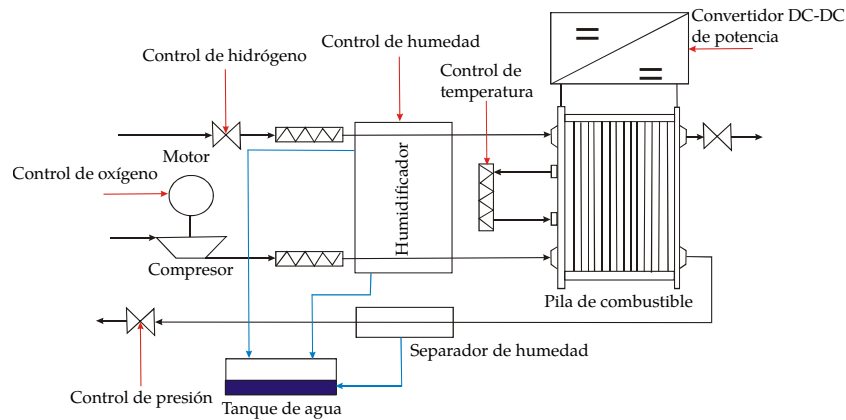


FIGURA 2.3: Sistema de celdas de combustible tipo PEM

Aunque esos componentes auxiliares pueden variar, se explican los que se presentan en la mayoría de los sistemas:

- **Suministro de combustible:** Se encarga de proporcionar el combustible con la pureza y la presión apropiadas hacia el colector. Para el caso de las PEMFC es necesario que la pureza sea muy alta para no dañar los electrodos.
- **Suministro de aire:** Este módulo involucra el uso de compresores o tanques de aire comprimido junto con filtros.
- **Gestión térmica:** Es necesaria una temperatura precisa para que la pila opere adecuadamente.
- **Humidificación:** El agua no solo participa de la operación de las pilas como producto de las reacción producidas sino que también es preciso que los gases estén compuestos por una determinada cantidad de vapor de agua. Por otra parte el agua producida por la pila debe ser evacuada y además constituye un indicador de la energía eléctrica producida por el sistema.
- **Acondicionamiento de potencia:** La energía eléctrica entregada se realiza mediante una etapa que se encargue de adecuar los niveles eléctricos. Ésta etapa es la que adapta el sistema de la pila a la red se conecte. Para el caso del SGH del proyecto, proporciona la interfaz entre el módulo de celdas de combustible y el bus de continua que interconecta todo el sistema.

2.4. Consideraciones energéticas

La energía liberada durante la actividad de la pila se estudia mediante la energía libre de Gibbs. En (2.1c), el término $\Delta\bar{g}_f$ hace referencia a la diferencia en el cambio de

la energía de Gibbs entre reactivos y productos por mol consumido. Partiendo de este concepto pueden encontrarse una serie de relaciones de gran utilidad. La carga que fluye en el circuito externo por mol de hidrógeno consumido según (2.1a) es $-2Ne = -2F$, siendo N el número de Avogadro, e la carga de un solo electrón y F la constante de Faraday. Si se asume que toda la energía liberada lo hace como energía eléctrica, es decir el proceso es reversible, se tiene:

$$\Delta\bar{g}_f = \text{carga} \times \text{tensión} = -2FE$$

Es decir,

$$E = -\frac{\Delta\bar{g}_f}{2F} \quad (2.2)$$

Donde E representa la fuerza electromotriz de la celda. Por ejemplo a 80°C , $E = 1,17\text{V}$, basado en cálculos de la diferencia de energía liberada para la reacción estudiada.

Esta magnitud será utilizada más adelante al momento de definir los modelos de tensión de la pila de celdas de combustible. Además, puede ser utilizada para hallar la eficiencia de la pila en una dada condición de operación, comparándose la tensión real entregada por la pila y la fuerza electromotriz. Para que éste calculo sea preciso se debe incluir la proporción de reactivos que efectivamente se consume en la reacción,

$$\eta = \mu_f \frac{U_c}{E} \times 100\% \quad (2.3)$$

Donde U_c es la tensión real entregada por la celda, y μ_f es el coeficiente de utilización del combustible.

La tensión E o fuerza electromotriz es también llamada de *tensión reversible de circuito abierto* ya que representaría la tensión que la pila ofrecería teóricamente si no entregase corriente, aunque en la práctica es levemente menor.

A medida que la corriente demandada a la celda aumenta, la tensión disminuye, a su vez también lo hace la eficiencia. Son varios los motivos por los cuales la celda se comporta así y esto será estudiado en el cap. 3. En general existen tres regiones diferenciadas, la fig. 2.4 muestra estas regiones.

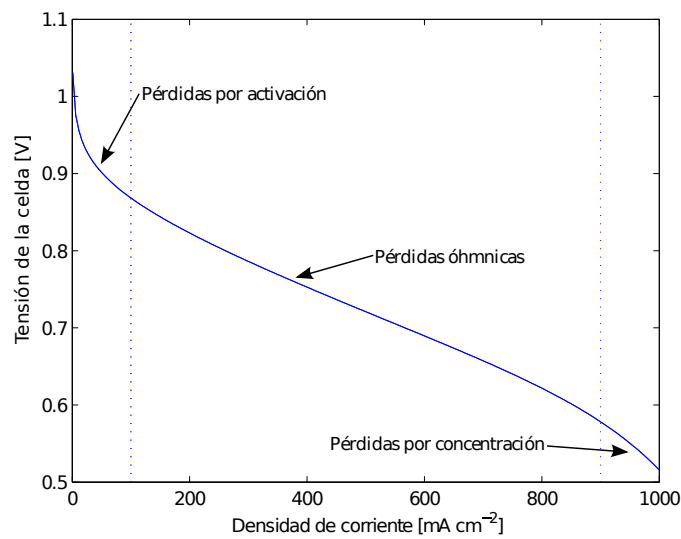


FIGURA 2.4: Característica típica de tensión-densidad de corriente.

2.5. Comentarios

Las celdas de combustible han sido presentadas y se han comentado varias de su principales cualidades. Entre ellas se han encontrado algunas ventajas y otros inconvenientes. El panorama brindado en éste capítulo ha servido como soporte teórico al trabajo desarrollado para la construcción del emulador de celdas de combustible y permitirá proseguir al siguiente capítulo que se centra en las características eléctricas en los modelos adoptados para el diseño.

Capítulo 3

Modelo del sistema de celdas de combustible

En este capítulo se desarrolla con mayor profundidad los atributos de los sistemas de celdas de combustible y se presentan los modelos que se utilizaron en el emulador diseñado. A grandes rasgos la tensión decrece a medida que la corriente demandada aumenta y los efectos que lo producen son diversos y se explican a continuación.

3.1. Características eléctricas

En la fig. 2.4 se han diferenciado tres regiones en las que la curva se comporta siguiendo una tendencia particular. Hay una súbita caída de tensión a bajas corrientes y luego una región aproximadamente lineal, para luego volver a precipitarse nuevamente a altas corrientes. En la bibliografía se explican éstas tendencias causadas por efectos independientes y por ello en los modelos se identifican tres términos distintos, según su naturaleza.

Es importante aclarar que de ahora en más se hará referencia a la densidad de corriente en lugar de simplemente la corriente, debido a que la corriente total depende de la velocidad de reacción y esto depende en gran medida del *área efectiva* de la celda. Así la densidad de corriente se denota por i y se mide en $[Acm^{-2}]$

3.1.1. Tensión reversible de circuito abierto

La tensión de circuito abierto representa el límite superior de en la tensión que una celda puede entregar, aunque tampoco suele ser la tensión que realmente entrega si la carga es nula y ello se explicará más adelante.

Para desarrollar un modelo apropiado nos interesa relacionar el modelo con las variables físicas que entran en juego durante la actividad de la celda. La fuerza electromotriz depende de la presión aplicada en los electrodos y la temperatura de la celda, y mediante argumentos termodinámicos se puede obtener la siguiente expresión:

$$\Delta \bar{g}_f = \Delta \bar{g}_f^0 + RT_{fc} \ln\left(\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}}\right)$$

Donde R es la constante universal de los gases ideales y T_{fc} la temperatura de la celda y $\Delta \bar{g}_f^0$ es la energía liberada a dadas condiciones de presión y temperatura (en general 1atm a 25°C). Dividiendo la ecuación anterior por $2F$ se obtiene:

$$E = E^0 + \frac{RT_{fc}}{2F} \ln\left(\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}}\right) \quad (3.1)$$

La tensión reversible representa la máxima tensión que es capaz de entregar la celda en el caso que no ocurrieran perdidas. En la realidad esto no es así, y como se dijo antes las diferentes regiones la característica de tensión se explican por diferentes efectos según la región de operación.

3.1.2. Pérdidas de activación

Operando a baja densidad de corriente, puede observarse una gran caída de tensión cuyo efecto disminuye a corrientes mayores. Esto manifiesta el requerimiento de energía inicial para que las reacciones químicas comiencen a producirse.

Con respaldo experimental y teórico se ha descrito este efecto mediante la siguiente expresión que depende de la densidad de corriente:

$$U_{act} = \frac{RT_{fc}}{2\alpha F} \ln\left(\frac{i - i_n}{i_0}\right)$$

Donde U_{act} es la caída de tensión por activación. Es importante notar que ésta ecuación solo es válida para $i > i_0 + i_n$ que es siempre positiva.

La constante α es el *coeficiente de transferencia de carga* y es proporcional a la velocidad en que se producen las reacciones, lo que implica que mientras más rápido se llevan a cabo menor es el peso de las pérdidas por activación.

La constante i_0 es llamada la *densidad de intercambio de corriente* y refleja el hecho de que a densidad de corriente nula los procesos químicos de la celda se originan en ambos sentidos, es decir produciendo agua a partir de los reactivos y viceversa. Una interesante observación que se desprende es que si esta corriente es mayor quiere decir que la actividad de la celda es mayor y en cierto modo se requiere menos energía para mover los electrones en un sentidos definido reduciendo así las perdidas de activación.

Finalmente, la constante i_n expresa las consecuencias de dos efectos en conjunto. Si bien el electrolito y los electrodos fueron elegidos por poseer propiedades favorables a la actividad de la celda hay ciertos problemas que no pueden ser mitigados por completo. Uno de ellos son las reacciones que se producen debido al combustible que se difunde a través del electrolito sin producir corriente a través del circuito externo, conocido como cruce de combustible. La otra causa son las corrientes internas, lo que significa que además de los iones (para el caso de las PEMFC, simplemente protones) también hay flujo de electrones. En esencia los dos fenómenos son equivalentes y por eso están incluidos en el mismo parámetro.

Una de las consecuencias de las corrientes internas y el cruce de combustible es que a circuito abierto la tensión entregada por la celda no es igual a la fuerza electromotriz, tal como se había mencionado.

Para reducir las pérdidas por activación pueden tomarse varias medidas. Algunas de ellas son:

- Subir la temperatura de la celda. Esto se traduce en un incremento de i_0 reduciendo las perdidas.
- Incrementando la presión en los electrodos.
- Usando catalizadores más efectivos.
- Aumentar la rugosidad de los electrodos
- Usar reactivos de mayor pureza. Por ejemplo reemplazar el uso de aire por oxígeno puro.

3.1.3. Pérdidas Óhmicas

Las pérdidas óhmicas son las más sencillas de modelar o comprender. Su causa se debe a la resistencia tanto de los electrodos al paso de los electrones como del electrolito frente al paso de iones. Aunque normalmente la resistencia de los electrodos suele ser mucho menor que la que impone el electrolito frente al paso de los iones. En parte por las diferentes configuraciones que se han implementado evitar que esto ocurra, tal como el apilado bipolar planar de la fig. 2.2.

Entonces estas pérdidas se derivan directamente de la ley de Ohm, aunque en este caso la resistencia también es un parámetro que depende de otras variables físicas distintas de la corriente.

$$U_{ohm} = ir$$

Donde r está dada de modo que las dimensiones sean adecuadas es decir Ωcm^2 .

Para reducir las resistencias internas se pueden hacer lo siguiente:

- Realizar un buen diseño del conexionado entre los electrodos de la pila.
- Uso de electrodos con la mejor conductividad posible.
- Hacer el electrolito tan delgado como sea posible.
- Mantener a membrana con un nivel de humedad apropiado.

3.1.4. Pérdidas por concentración o transporte de masa

En la medida que se demanda mayor corriente en los electrodos se producen cambios de presión en la superficie de los electrodos debido a cambios en la concentración de los reactivos suministrados. Estas variaciones también se traducen como cambios en la tensión entregada por las celdas. Si bien existen varios modelos que ajustan este efecto al comportamiento de la característica eléctrica uno que se adecúa bastante bien aunque sin sólido fundamento teórico es el siguiente:

$$U_{conc} = m \exp(ni)$$

Donde m y n son constantes que se elijen de forma empírica para la celda que se quiera modelar.

El uso de las celdas en esta región ha sido disuadido debido a varios motivos como la gran pérdida de eficiencia y las condiciones poco uniformes de funcionamiento.

3.2. Modelos propuestos

Para poder caracterizar todas las pérdidas en una sola expresión en función de la densidad de corriente se suma la contribución de cada efecto.

$$U_{fc} = E - U_{act} - U_{ohm} - U_{conc} \quad (3.2)$$

Sus parámetros serán definidos según los modelos a utilizar así como las variables que intervienen. La expresión anterior representa la tensión entregada por una sola celda. Debido a que una pila esta compuesta por varias celdas en serie, hay que considerar la suma de la tensión de cada celda que posee la pila para determinar la expresión de la tensión total de la pila. Asumiendo que la pila se compone de celdas idénticas:

$$U_{st} = n_{fc} U_{fc} \quad (3.3)$$

Es decir que la tensión de la pila es la tensión de celda por el número de celdas.

Los modelos más completos del sistema de celdas de combustible comprenden el comportamiento dinámico y estático del sistema completo. De ese modo las variables que el sistema presenta como entrada son numerosas y afectan a los diversos subsistemas físicos que componen la celda. Dichas variables son provistas por los sistemas auxiliares mencionados en el cap. 2.

Las variables que son consideradas en la mayoría de los modelos de control son las que se listan a continuación:

- Temperatura del cátodo, ánodo y membrana (normalmente unificados en una única temperatura de la celda).
- Las diferentes presiones que entran en juego como la de cátodo, de ánodo y las presiones parciales de cada reactivo. Presiones de hidrógeno y oxígeno, para el caso de la pila de hidrógeno.
- Nivel de humedad de la membrana.

Muchas de las magnitudes anteriores derivan de otras que se obtienen de los componentes auxiliares y en general las de mayor peso en el comportamiento de la sistema derivan en el control de un número más reducido de variables como podrían ser la tensión del compresor que suministra el aire, el paso del combustible a través de la válvula de control, el nivel de humidificación de los colectores, el sistema de acondicionamiento de temperatura y el drenaje del producto de reacción (agua en el caso considerado).

Por otro lado se obtienen las mediciones que corresponden a la corriente y tensión entregada, así como el nivel de humedad y el flujo de masa en los colectores de salida. Para el caso estudiado solo se considera un retorno del cátodo en el que se mide el consumo de oxígeno.

En el trabajo desarrollado se utilizaron dos modelos extraídos de la bibliografía, ambos modelos de tensión estáticos. Y en base a ellos se construyeron los modelos que fueron evaluados en simulación para verificar su validez y proceder a su programación en la plataforma de control.

3.2.1. Modelo fijo

El proyecto para el que fue concebido el emulador ya tenía referencias prácticas en el uso de cierta pila de celdas de combustible. Esto motivó a elegir uno de los modelos en base al ajuste de medidas realizadas sobre aquel módulo de potencia. Además se optó por hacer fijo a este modelo, es decir a condiciones de presión y temperatura prefijadas y únicamente dependiente de la carga.

El ajuste fue realizado sobre la pila comercial PEM *Ballard NEXA* operando a 70°C y se implementó directamente una función que sirviera a calcular la característica de la pila para las condiciones dadas, ésta expresión fue obtenida a partir del análisis efectuado en la sec. 3.1 y corresponde a (3.4),

$$U_{fc}(i) = E - A \cdot \ln \left(\frac{i + i_n}{i_0} \right) - i \cdot r - m \cdot e^{n \cdot i} \quad (3.4)$$

Que representa la tensión de una única celda en función de la densidad de corriente. Sin embargo la expresión utilizada comprende tanto la tensión de la pila de celdas en función de la corriente demandada que es (3.5).

$$U_{fc} = E_{oc} - A \cdot \ln \left(\frac{I + I_n}{A_{fc}} \right) - \frac{I \cdot r}{A_{fc}} - m \cdot e^{\frac{n}{A_{fc}} \cdot I} \quad (3.5)$$

El ajuste realizado devolvió los parámetros que se encuentran en el cuadro 3.1.

El rango de corriente del módulo de potencia en que se basa este modelo es de hasta 46A. Con los parámetros ajustados la característica de funcionamiento se muestra en la fig. 3.1.

El rango de funcionamiento es bastante amplio y considerando las cargas disponibles y las limitaciones eléctricas de los convertidores de potencia ensayados, para evaluar el

Parámetros	Ballard NEXA PEMFC a 70 °C
E_{oc}	1,031V
r	$2,45 \times 10^{-4} k\Omega \cdot cm^2$
A	0,03V
m	$2,11 \times 10^{-5} V$
n	$8 \times 10^{-3} cm^2 mA^{-1}$
i_n^1	$\frac{1}{16} \frac{A}{cm^2} = \frac{i_0}{A_{fc}}$
A_{fc}	$16 cm^2$
n_{fc}	43

CUADRO 3.1: Parámetros de modelo fijo

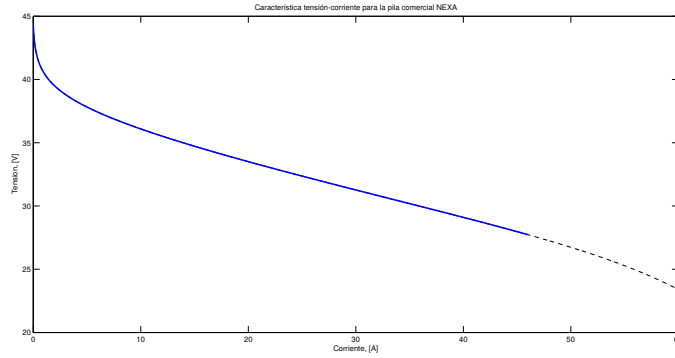


FIGURA 3.1: Característica eléctrica del módulo NEXA mostrando rango de funcionamiento.

correcto funcionamiento en todas las regiones de la pila se ha ajustado el área efectiva contrayendo así la curva en el eje de corriente.

El modelo fijo sirvió para comprobar la funcionalidad del emulador ante algoritmos de un modelo más sencillo, lo cual respaldaría el funcionamiento de otro modelo más complejo.

3.2.2. Modelo paramétrico

Con el fin de obtener un modelo con mayor flexibilidad y para posibilitar la continuidad del trabajo a un emulador más sofisticado, que tuviese en cuenta tanto la dinámica de la pila como los elementos auxiliares del sistema completo se decidió realizar un segundo modelo que permitiera ajustar algunos parámetros del modelo de tensión de la pila de celdas de combustible.

Los términos de (3.2) que caracterizan las pérdidas de este modelo varían un poco respecto al utilizado anteriormente, aunque el comportamiento cualitativo que se obtiene sigue la misma tendencia.

Var.	
E	$1,4824 - 8,5 \times 10^{-4} + 4,308 \times 10^{-5} T_{fc} (\ln(p_{H_2}) + \frac{1}{2} \ln(p_{O_2}))$
u_0	$0,5324 - 8,5 \times 10^{-4}$
u_a	$(-1,618 \times 10^{-5} T_{fc} + 1,618 \times 10^{-2}) (\frac{p_{O_2}}{0,1173} + p_{sat})^2 + (1,8 \times 10^{-4} T_{fc} - 0,166) (\frac{p_{O_2}}{0,1173} + p_{sat}) + (-5,8 \times 10^{-4} T_{fc} + 0,5736)$
c_1	10
R_{ohm}	$0,18199 e^{350(\frac{1}{T_{fc}} - \frac{1}{303})}$
c_2	$(8,66 \times 10^{-5} T_{fc} - 0,068) (\frac{p_{O_2}}{0,1173} + p_{sat}) + (-1,6 \times 10^{-4} T_{fc} + 0,54) \quad \text{para } (\frac{p_{O_2}}{0,1173} + p_{sat}) \geq 2 \text{ atm}$
i_{max}	2,2
c_3	2

CUADRO 3.2: Expresiones del modelo paramétrico

La tensión E mantiene la forma de (3.1). Por otro lado para las pérdidas por activación se usa una aproximación a una función exponencial de la forma $A + B(1 - e^{k \cdot i})$. Las pérdidas por concentración se modelan por una expresión de la forma $i \left(a \frac{i}{i_0}\right)^b$. En conjunto la expresión general es la siguiente:

$$U_{fc} = E - [u_o + u_a(1 - e^{-c_1 i})] - [i R_{ohm}] - [i(c_2 \frac{i}{i_{max}})^{c_3}] \quad (3.6)$$

La (3.6) difiere del modelo fijo especialmente en el modo que manifiestan su efecto, las caídas de tensión debidas a los efectos de activación y concentración aunque cualitativamente la curva se presenta del mismo modo.

En el cuadro 3.2 se listan las expresiones correspondientes a los diferentes parámetros que se encuentran en (3.6) en el que aparecen las siguientes variables:

- T_{fc} : la temperatura de la celda.
- p_{O_2} : la presión que ejerce el oxígeno sobre la superficie del cátodo.
- p_{H_2} : la presión del hidrógeno sobre la superficie del ánodo.
- p_{sat} : representa la presión de saturación de vapor a una dada temperatura. La expresión que devuelve éste valor es:

$$p_{sat} = 1,456 \times 10^{-7} e^{0,04203 T_{fc}}$$

Para poder utilizar el modelo presentado algunas entradas han sido relacionadas ya que no se disponen del modelo dinámico de los dispositivos auxiliares que se encargarían de ello. Las consideraciones realizadas son las siguientes:

- La membrana se encuentra completamente humidificada que es el caso más favorable.
- La presión del cátodo y del ánodo son iguales. Normalmente se mide la presión en el cátodo y se regula la válvula del tanque de combustible mediante alguna acción de control de modo que se iguale la presión en el ánodo.
- La humedad relativa de los reactivos se considera igual y fija para ambos electrodos, cercana a la presión de saturación.

La humedad relativa se define como $\Phi = \frac{p_v}{p_{sat}}$, donde p_v es la presión de vapor y p_{sat} es la presión de saturación. Para el modelo presente, este parámetro ha sido fijado en 0,9 que es un valor razonable, considerando que permite a la membrana tener un nivel de humedad adecuado y evita que se deposite agua líquida en los colectores de los electrodos. La variable a la que se tiene acceso es entonces la presión de cátodo, que es la misma que del ánodo.

En la fig. 3.2 se muestra un esquema del modelo con sus diferentes entradas con valores definidos para cada variable. La fig. 3.3 muestra una serie de curvas de la tensión devuelta por la pila a diferentes temperaturas y presiones.

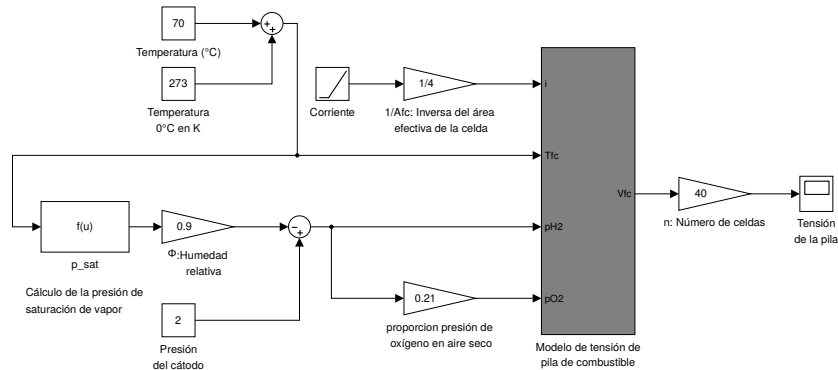


FIGURA 3.2: Diagrama esquemático del modelo de tensión de la celda parametrizado

3.3. Comentarios

Con los modelos presentados y los fundamentos teóricos que los avalan se puede proceder a su implementación práctica. Hará falta un soporte físico para ello, el cual consta de un *convertidor conmutado*. Estos convertidores poseen características que los hacen muy apropiados para este trabajo, especialmente por su eficiencia frente a otras opciones. Y el atributo que permitirá que este dispositivo sea capaz de emular el correcto comportamiento de las FC's residen en el mecanismo de control que se establece a través de

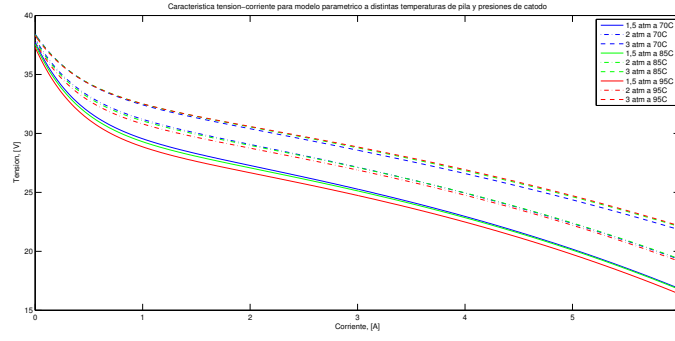


FIGURA 3.3: Diagrama esquemático del modelo de tensión de la celda parametrizado

modulación de ancho de pulso. Esto ofrece gran flexibilidad al momento de realizar cambios en el comportamiento general del convertidor y es lo que se busca para introducir los modelos estudiados en el presente capítulo.

Capítulo 4

Convertidores conmutados DC-DC

Los convertidores conmutados son equipos de potencia utilizados para proveer una tensión regulada a partir de una fuente de energía eléctrica. Su característica principal es su gran eficiencia, comparados con otros sistemas de conversión, gracias al mecanismo de conmutación en que están basados.

Existen varias configuraciones de circuitos de convertidores y en general se apoyan en tres topologías básicas cuya característica les permite elevar o reducir la tensión, o bien realizar ambas. Estas configuraciones pueden ser modificadas para adicionar algunos atributos como aislamiento eléctrico, múltiples niveles de tensión o la simplificación del accionamiento de las llaves electrónicas.

El principio operacional de los convertidores consiste en cambiar la estructura del circuito mediante la activación de las llaves electrónicas, provocando un cambio en el comportamiento general del sistema.

Una de sus principales características es el control que se adopta en la apertura y cierre de las llaves electrónicas. En general las señales de conmutación que ordenan su apertura o cierre, provienen de pulsos de ancho modulado (PWM) cuya operación se controla a través de alguna referencia interna al dispositivo que las acciona.

Ciertos parámetros definen la operación de los convertidores de potencia, entre los más importantes se encuentran la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo correspondiente al tiempo de apertura de la llave activa, denotada por D .

La operación de los convertidores trabajando en régimen permanente se distingue en dos modos de operación que tienen en cuenta el paso de corriente a través del inductor. Estos modos son los de *conducción continua* y *conducción discontinua*: en el primero la corriente no se interrumpe y en el otro existe un intervalo en que se mantiene nula.

El rol de estos convertidores es de especial importancia para cualquier aplicación de las pilas de celdas de combustible debido a los cambios que sufre la tensión entregada ante cambios de carga, como se mostró en el cap. 3.

En un SGH, estos convertidores son requeridos por tratarse de los dispositivos a través de los que se adaptan los módulos de generación a la línea de distribución de energía. Para el proyecto de la construcción del SGH abordado se realizó la construcción de una etapa de potencia para adaptar cierta pila de combustible al bus de tensión continua del sistema. Este dispositivo fue hecho de modo que pudiera elevar la tensión entregada por la celda al nivel de la línea de distribución. Dado que el convertidor cuenta con las especificaciones de diseño para operar con celdas de combustible fue elegido como soporte físico para el desarrollo del emulador.

Para la operación del emulador es necesario que el dispositivo de potencia pueda reducir la tensión, que es el comportamiento general de las celdas de combustible al ser cargadas con cierta corriente. Por tanto se requirieron ciertos ajustes a nivel de *software* y *hardware* al convertidor ya diseñado para que tenga la capacidad de reducir la tensión en lugar de aumentarla. Las modificaciones realizadas sobre el elevador serán explicadas hacia el final del capítulo mientras que el control implementado será explicado en el cap. 5.

Para la realización de los análisis siguientes se establecen las siguientes aproximaciones, que permiten simplificar los cálculos con suficiente precisión:

- El capacitor del filtro de tensión de salida es suficientemente grande para que se desprecie la variación de tensión a la salida.
- El inductor es suficientemente grande para que la corriente pueda ser considerada por tramos lineales. Este hecho permite establecer la siguiente aproximación:

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{di_L}{dt} \Delta t \quad (4.1)$$

Y la derivada representa la pendiente de la corriente en el subintervalo correspondiente.

- La corriente no sufre grandes variaciones debido a la presencia de elementos parásitos.

Este capítulo presenta las características generales de los convertidores utilizados y los parámetros utilizados para su control. El análisis se comienza por el dispositivo elevador original debido a que fue el soporte inicial. Luego se explicarán las características técnicas particulares de cada convertidor utilizado.

A continuación se dará una explicación más detallada de los convertidores utilizados, su funcionamiento en régimen permanente en ambas condiciones de conducción y el modelo dinámico que será utilizado para diseñar los controladores implementados.

4.1. Convertidor elevador

Este sistema de potencia, como indica su nombre, es usado para llevar la tensión de entrada a un nivel mayor. La fig. 4.1 muestra un diagrama esquemático del circuito utilizado para la construcción de la etapa de potencia del SGH. En ella se distingue la particularidad de la capacidad bidireccional de corriente que le confiere el uso de dos llaves de conmutación en lugar de una, como sería en el caso más básico. Esta característica permite que el convertidor sea capaz de devolver potencia a la fuente y además le da flexibilidad al modelo, cuya cualidad se aprovechó para cambiar la topología sin realizar mayores modificaciones. Para que ello sea posible, el proceso de fabricación que se realiza para obtener las llaves colocadas en el equipo utilizado implica la formación de una juntura PN entre los terminales de *drain* y *source*, lo que permite que ambas llaves conduzcan en ambos sentidos, ya sea con la corriente pasando a través del canal del transistor (si se encuentra activo) en un sentido o con la corriente pasando a través del diodo mencionado en el otro sentido.

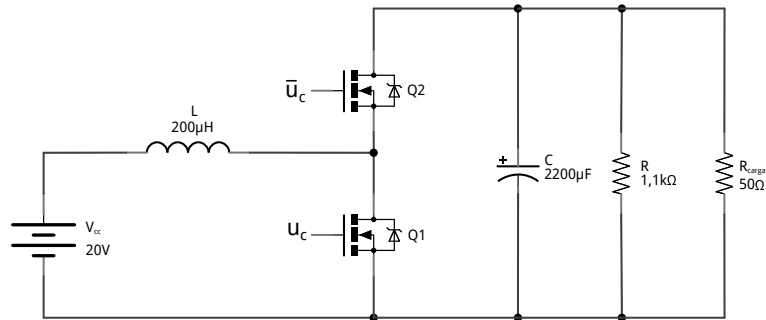


FIGURA 4.1: Topología de un convertidor elevador de conducción bidireccional

4.1.1. Operación en estado estacionario

Una vez energizado y los transitorios extinguidos pueden analizarse las curvas eléctricas resultantes para obtener información acerca de los parámetros de funcionamiento del convertidor y encontrar relaciones que serán útiles para el diseño del control. Esto puede hacerse cuando el convertidor opera en cualquiera de sus modos de funcionamiento.

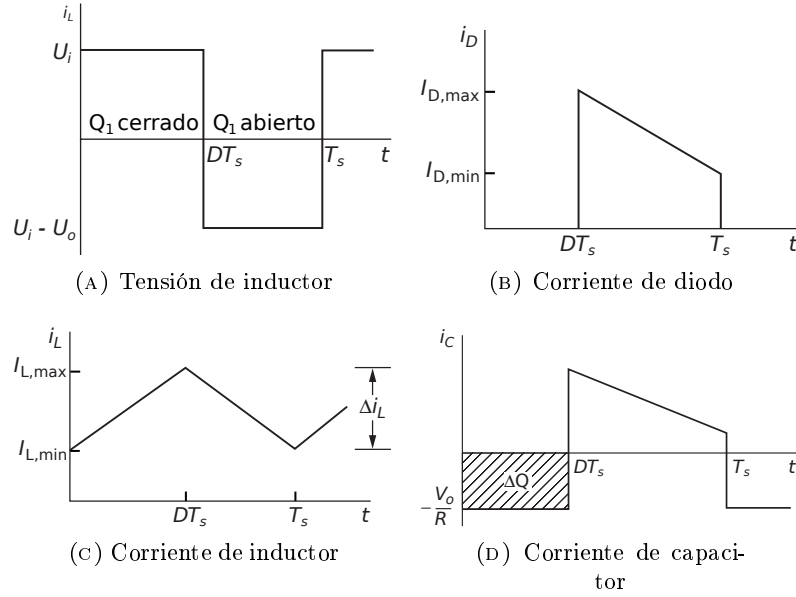


FIGURA 4.2: Curvas de estado estacionario para el elevador operando en MCC

4.1.1.1. Modo de conducción continua

Se procede a realizar una análisis del comportamiento del convertidor operando en modo de conducción continua (MCC). La fig. 4.2 muestra las curvas genéricas de un convertidor utilizado funcionando en régimen permanente.

Utilizando las curvas anteriores y conceptos elementales de la teoría de circuitos pueden obtenerse las relaciones que definen al funcionamiento del elevador. El análisis realizado aquí considera también la presencia de algunos de los elementos parásitos que corresponden a las resistencias equivalentes en serie del inductor, la llave y el capacitor (ESR), ya que constituyen los elementos no deseados de mayor peso al provocar una reducción del desempeño general del convertidor.

La relación de conversión se obtiene analizando la integral de la tensión del inductor en un período, ya que el valor medio en estado estacionario es nulo y se igualan las áreas correspondientes al tiempo de cada estado de las llaves. Este análisis se realiza a continuación despreciando el efecto de elementos parásitos,

$$U_i D + (U_i - U_o)(1 - D) = 0$$

Reagrupando queda,

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (4.2)$$

Y haciendo $P_o = P_i$

$$\frac{I_o}{I_i} = 1 - D \quad (4.3)$$

Si se consideran las ESR se obtiene,

$$(U_i - I_L r)D + (U_i - I_L r - U_o)(1 - D) = 0$$

Para el caso de la tensión en el inductor,

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1 - D}{(1 - D)^2 + \frac{r}{R}} \quad (4.4)$$

En la eq. (4.4) aparecen los parámetros de Resistencia de carga R y la ESR, r . A partir de la última ecuación se puede obtener la eficiencia del convertidor para distintas cargas haciendo el cociente entre la potencia de salida y la de entrada usando (4.3) y (4.4),

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{(1 - D)^2}{(1 - D)^2 + \frac{r}{R}} \quad (4.5)$$

Es necesario aclarar que para llegar a estas ecuaciones se han realizado ciertas aproximaciones, sin embargo se consideran los efectos de las pérdidas más importantes describiendo apropiadamente la operación del convertidor. En las figuras fig. 4.3 y 4.4 se muestran las curvas resultantes de los análisis anteriores.

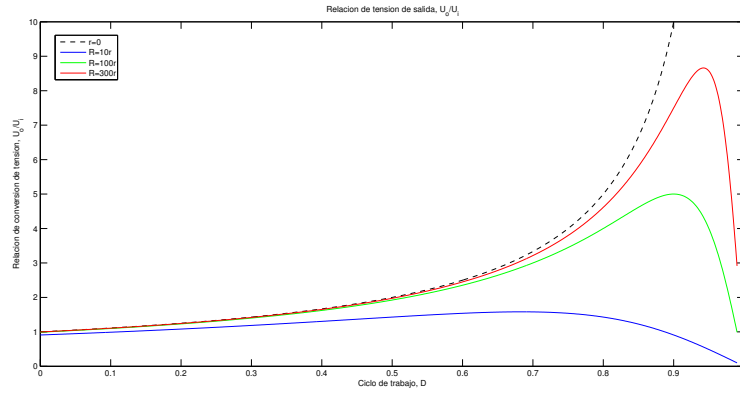


FIGURA 4.3: Relaciones de tensión del convertidor elevador con diferentes cargas.

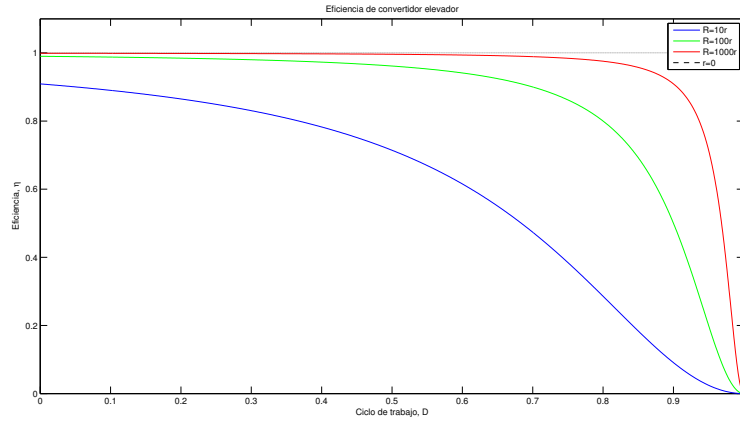


FIGURA 4.4: Eficiencia del convertidor elevador a diferentes cargas.

Como el análisis se hace en estado estacionario si se examina la corriente que atraviesa el inductor usando la (4.1) la variación de la corriente es la misma tanto para la llave abierta como cerrada y resulta,

$$\frac{\Delta i_{L, cerrada}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L, abierta}}{\Delta t}$$

$$\Delta i_{L, cerrada} = \frac{U_i}{L} D T_s \quad (4.6a)$$

$$\Delta i_{L, abierta} = \frac{U_i - U_o}{L} (1 - D) T_s \quad (4.6b)$$

A partir la fig. 4.2 puede establecerse un límite entre los dos modos de operación MCC y MCD (modo de conducción discontinua). Si se observa que al reducir la carga y con ella la corriente media a la salida del convertidor, también disminuye la corriente que atraviesa el inductor, hay un punto en que i_L se hace 0. Teniendo en cuenta que la forma de la señal de corriente a través del inductor se aproxima por una onda triangular se llega al siguiente resultado:

$$\bar{i}_{L, min} = \frac{1}{2} \hat{i}_L \quad (4.7a)$$

$$\bar{i}_{L, min} = \frac{1}{2} \frac{U_i D T_s}{L} \quad (4.7b)$$

$$\bar{i}_{L, min} = \frac{1}{2} \frac{U_o D (1 - D) T_s}{L} \quad (4.7c)$$

Resulta útil expresar este límite en función de la corriente de carga, puesto que la tensión de salida se pretende mantener constante.

$$\bar{i}_{o, min} = \frac{U_o T_s}{2L} D (1 - D)^2 \quad (4.8)$$

Al inicio del análisis se asumió que el capacitor del filtro de salida era suficientemente grande como para que la variación en la tensión de salida sea despreciable. Aunque esta aproximación es válida para realizar los cálculos previos, se encuentra presente un pequeño rizado. Si se considera que en la práctica el capacitor tiene capacidad finita y además posee una resistencia serie parásita (ESR) sobre la cual puede producirse una caída de tensión puede hallarse una aproximación del valor del rizado de la tensión de salida. Esta variación se puede computar a partir de la variación en la carga del mismo y usando la ley de ohm, respectivamente. Estos efectos pueden sumarse para considerar un caso pesimista del cálculo de la variación de tensión de salida,

$$\Delta U_o < \Delta U_{o,C} + \Delta U_{o,ESR}$$

Que establece una cota a partir de la suma de la variación provocada por la capacidad finita y la presencia de la resistencia parásita.

Para obtener la variación debido a la capacidad se estudia la corriente que atraviesa el capacitor,

$$i_C = i_L - i_o$$

Para ello se examina la fig. 4.2d y entonces si la corriente es positiva el capacitor se está cargando, en contraste si es negativa, ocurre lo contrario. Partiendo de las definiciones de capacidad,

$$\Delta U_{o,C} = \frac{\Delta Q}{C}$$

La variación de carga se obtiene al aplicar reglas geométricas al área sombreada de la fig. 4.2d, asumiendo que $I_o < i_{L,min}$,

$$\Delta Q = I_o DT_s = \frac{U_o}{R} DT$$

Sustituyendo en la expresión anterior se tiene,

$$\Delta U_{o,C} = \frac{U_o DT}{RC}$$

En términos relativos,

$$\frac{\Delta U_{o,C}}{U_o} = \frac{DT}{RC} \quad (4.9)$$

Para obtener la caída debido a la ESR, simplemente se aplica la ley de ohm usando los valores de resistencia especificados por el fabricante y la variación de corriente a través del capacitor.

$$\Delta U_{o,ESR} = \Delta i_C r_C \quad (4.10)$$

Hay que remarcar que muchas veces la caída de tensión debida a la resistencia parásita

puede ser mucho mayor que la debida a la capacidad y por ello resulta muy importante que se utilicen capacitores cuya ESR sea suficientemente baja para no degradar el desempeño del convertidor.

4.1.1.2. Exigencias eléctricas en estado estacionario para MCC

Es muy importante que no se sobrepasen los límites eléctricos para los cuales fueron fabricados los componentes que forman parte del convertidor para no dañar los componentes. Si se inspeccionan las curvas de estado estacionario, se pueden encontrar las exigencias a las que serán sometidos. En el cuadro 4.1 se encuentran las solicitaciones eléctricas de interés para cada componente.

Comp.	T_1	T_2	L	C
U_{max}	U_o	U_o	$U_o - U_i$ o U_i	U_o
U_{ef}	$U_o\sqrt{D}$	$U_o\sqrt{1-D}$	$\sqrt{U_i^2 D + (U_i - U_o)^2 (1-D)}$	U_o
I_{max}	$\frac{I_o}{1-D} + \frac{U_i D}{2Lf}$	$\frac{I_o}{1-D} + \frac{U_i D}{2Lf}$	$\frac{I_o}{1-D} + \frac{U_i D}{2Lf}$	$\frac{I_o D}{1-D} + \frac{U_i D}{2Lf}$
I_{ef}			$\sqrt{\left(\frac{I_o}{1-D}\right)^2 + \frac{1}{3}\left(\frac{U_i D}{Lf}\right)^2}$	$I_o\sqrt{\frac{D}{1-D}}$

CUADRO 4.1: Exigencias eléctricas de los componentes del elevador.

4.1.1.3. Modo de conducción discontinua

El siguiente análisis se efectúa para la operación del convertidor con corrientes debajo de los límites de la eq. (4.8) es decir en MCD, y de modo similar al que se hizo para MCC se obtendrán las relaciones de interés examinando las curvas de estado estacionario presentadas en la fig. 4.5.

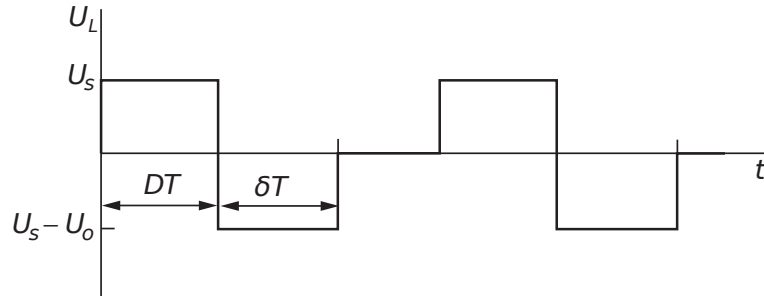
Usando la integral de la tensión en el inductor se obtiene,

$$U_i D + (U_i - U_o)\delta = 0$$

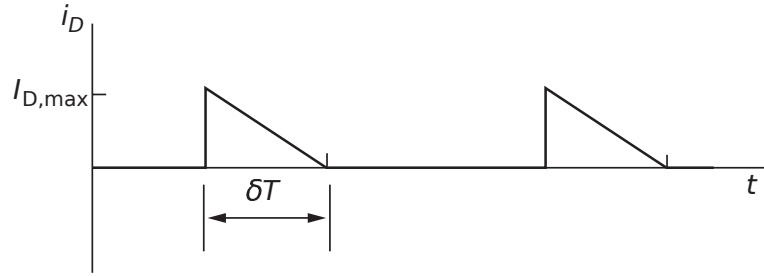
Siendo δ el tiempo en sigue habiendo conducción de corriente a través del inductor luego de la apertura del transistor. Esto deriva en las siguientes ecuaciones,

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{D + \delta}{\delta} \quad (4.11a)$$

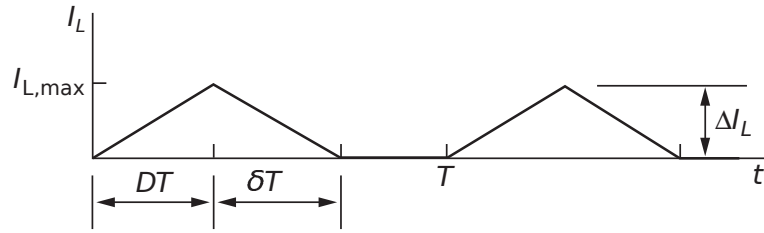
$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\delta}{D + \delta} \quad (4.11b)$$



(A) Tensión de inductor



(B) Corriente de diodo



(C) Corriente de inductor

FIGURA 4.5: Curvas de estado estacionario para el elevador operando en MCC

Ha aparecido un nuevo parámetro temporal δ que puede eliminarse usando otras expresiones. Utilizando la fig. 4.5b se obtiene la corriente continua de salida en términos de los parámetros D y δ :

$$I_o = \frac{U_i DT_s}{2L} \delta = \frac{U_o}{R}$$

Se puede despejar δ :

$$\delta = \frac{U_o}{U_i} \frac{2L}{RDT} \quad (4.12)$$

Sustituyendo la eq. (4.12) en la eq. (4.11a) y resolviendo la ecuación cuadrática resultante para $\frac{U_o}{U_i}$ se obtiene:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2 RT_s}{L}} \right) \quad (4.13)$$

Es posible que el convertidor cambie de modo de operación para una carga fija al variar D ya sea cambiando la referencia de tensión de salida o debido a variaciones en la tensión de entrada. Esto define intervalos en la relación de transformación, que dependen del modo de conducción en que opere el equipo. En la fig. 4.6 se muestra un ejemplo de ello.

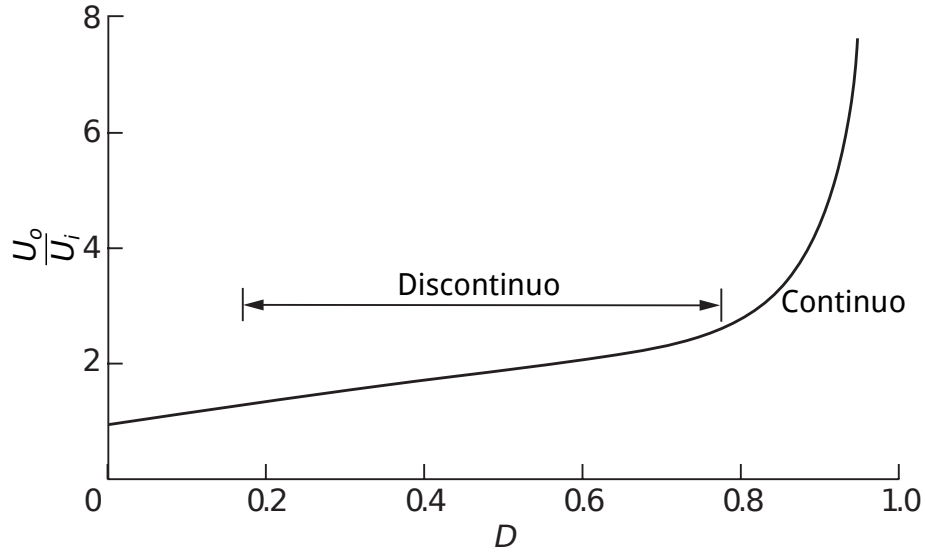


FIGURA 4.6: Intervalos de modos de conducción para la relación de conversión del elevador.

4.1.2. Modelo dinámico

Las señales de comando del convertidor se obtienen del *hardware* de control que realiza los cálculos necesarios a partir de los algoritmos con que trabaje. Su estudio y diseño serán abordados en el cap. 5. Para realizar el diseño, sin embargo se debe contar con un modelo dinámico. Es por ello que se obtuvo el modelo en variables de estado del sistema considerando las pérdidas debidas a los elementos resistivos en serie. El modelo se presenta a continuación,

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} i_L \\ u_C \end{pmatrix}$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \frac{-r_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC(1+\frac{r_C}{R})} \end{pmatrix} \mathbf{x} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u_i, & 0 < t < DT \\ \dot{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \frac{-(r_s(r_c+R)+r_cR)}{(r_c+R)L} & \frac{-1}{(1+\frac{r_C}{R})L} \\ \frac{1}{(1+\frac{r_C}{R})C} & \frac{-1}{RC(1+\frac{r_C}{R})} \end{pmatrix} \mathbf{x} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u_i & DT < t < T \end{cases} \quad (4.14)$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} i_L \\ u_o \end{pmatrix} = \mathbf{y} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{R}{R+r_C} \end{pmatrix} \mathbf{x} & 0 < t < DT \\ \begin{pmatrix} i_L \\ u_o \end{pmatrix} = \mathbf{y} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{pmatrix} \mathbf{x} & DT < t < T \end{cases} \quad (4.15)$$

4.2. Convertidor reductor

Este dispositivo sirve para reducir los niveles de tensión de la fuente con la que se lo alimenta. Para el trabajo realizado se dispuso de otro convertidor elevador idéntico al que se armó para la etapa de adaptación del módulo de pilas de celdas de combustible. Gracias a su diseño fue posible adaptarlo, mediante ajustes simples, a una topología reductora. El esquemático del circuito reductor se muestra en la fig. 4.7 donde se ha resaltado la adición de los nuevos componentes sobre el esquemático mostrado en la fig. 4.1.

Los rangos en los que operará el reductor deben ser adaptables a los del elevador. Esto no supone un problema considerando que uno de los equipos está basado en el otro, aunque más adelante se detallan las exigencias a las que será sometido el reductor para asegurar que se mantienen en los rangos de trabajo permitidos por las hojas de datos de los componentes.

Desde el punto de vista estructural, el convertidor reductor es más sencillo que el elevador ya que la topología se mantiene igual durante cada ciclo de conmutación. Por lo tanto, la operación de esta configuración puede interpretarse como la aplicación de un filtro pasa-bajos a una señal PWM de amplitud igual a la tensión de entrada. De este modo, la tensión devuelta correspondería aproximadamente al valor medio de la señal PWM.

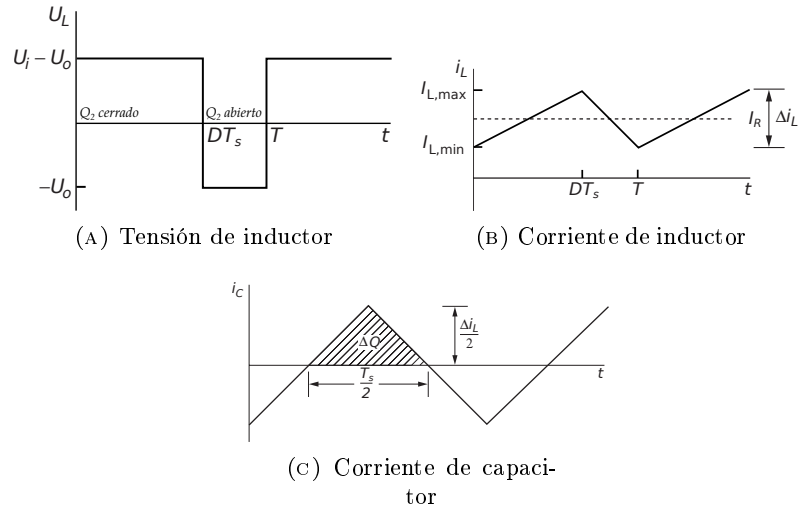


FIGURA 4.8: Curvas de estado estacionario para el elevador operando en MCC

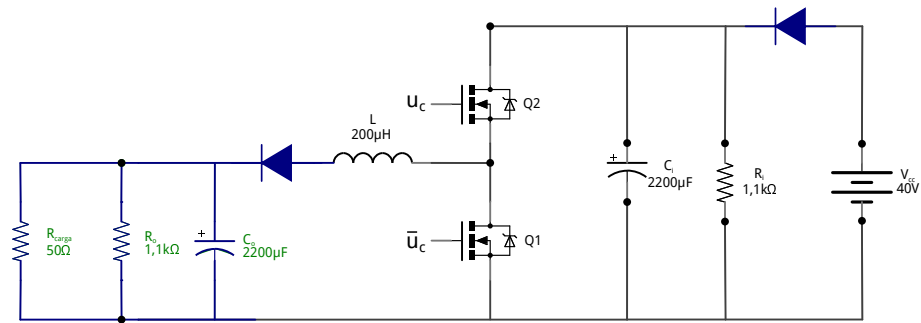


FIGURA 4.7: Esquemático del reductor a partir del circuito del elevador

4.2.1. Operación en estado estacionario

Se aplicarán los mismos conceptos vistos en el sec. 4.1.1 para hallar las relaciones que determinan la operación del convertidor reductor.

4.2.1.1. Modo de conducción continua

Al igual que en el caso del elevador se ha realizado un análisis en estado estacionario del convertidor reductor de cuyos resultados se extrae suficiente información para decidir sobre la elección de los componentes que serán parte del presente convertidor y para obtener los modelos a utilizar para el diseño de los algoritmos de control.

En la fig. 4.8 se muestran las curvas para el funcionamiento del convertidor en estado estacionario, para éste caso no es necesario el uso de las curvas de corriente del diodo.

Mediante los mismos razonamientos utilizados al analizar el elevador se obtienen las relaciones de conversión y los valores límites para la corriente. A partir de la integral de

la tensión del inductor,

$$(U_i - U_o)D - U_o(1 - D) = 0$$

Operando resulta,

$$\frac{U_o}{U_i} = D \quad (4.16)$$

Y una vez más, con $P_i = P_o$,

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{D} \quad (4.17)$$

Para analizar el comportamiento de la corriente se asume que la corriente es una onda triangular se usa la (4.1) y se establece que la variación de corriente es igual tanto para el estado cerrado de la llave como el abierto,

$$\Delta i_{L, cerrada} = \frac{U_i - U_o}{L} DT_s \quad (4.18a)$$

$$\Delta i_{L, abierta} = -\frac{U_o}{L}(1 - D)T_s \quad (4.18b)$$

Para obtener mayor precisión en los resultados anteriores se consideran los elementos parásitos,

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{D}{1 + \frac{r}{R}} \quad (4.19)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R}} \quad (4.20)$$

Las ecuaciones 4.19 y 4.20 reflejan que la relación de conversión y la eficiencia solo varían por un factor respecto de la relación ideal (en cuyo caso $\eta = 1$), además la eficiencia es independiente del ciclo de trabajo, Esto es favorable ya que no hay necesidad de acotar el rango de trabajo debido a los efectos de los elementos parásitos.

Según la fig. 4.8, a partir del la variación de corriente por el inductor puede encontrarse el límite entre los dos modos de operación MCC y MCD.

$$\bar{i}_{L, min} = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{DT_s(1 - D)}{2L} U_i = \frac{T_s(1 - D)}{2L} U_o = \bar{i}_{o, min} \quad (4.21)$$

Para estudiar las fluctuaciones en la tensión entregada por el convertidor se suman las contribuciones de los efectos de la naturaleza finita de la capacidad y la ESR. Por lo tanto, a partir de la fig. 4.8c puede obtenerse la variación en la carga y a partir de esto la variación en la tensión de salida como se hizo para el caso del elevador.

La variación de carga se obtiene al aplicar reglas geométricas a la fig. 4.8c:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T_s \Delta i_L}{8}$$

Sustituyendo en la expresión anterior:

$$\Delta U_{o,C} = \frac{T_s \Delta i_L}{8C} = \frac{U_o T_s (1-D)}{8LC} \quad (4.22)$$

$$\frac{\Delta U_{o,C}}{U_o} = \frac{T_s (1-D)}{8LC} \quad (4.23)$$

En cuanto al efecto de la resistencia parásita se aplica la ley de omh como se hizo en el caso anterior.

4.2.1.2. Exigencias eléctricas en estado estacionario para MCC

Se ha realizado un análisis en estado estacionario del Convertidor Reductor de cuyo análisis se extraerá suficiente información para decidir sobre la elección de los componentes que serán parte del presente convertidor.

Comp.	T_1	T_2	L	C
U_{max}	U_o	U_o	$U_o - U_i$ o U_o	U_o
U_{ef}	$U_o \sqrt{1-D}$	$U_o \sqrt{D}$	$\sqrt{(U_i - U_o)^2 D + U_o^2 (1-D)}$	U_o
I_{max}	$I_o + \frac{U_o(1-D)}{2Lf}$	$I_o + \frac{U_o(1-D)}{2Lf}$	$I_o + \frac{U_o(1-D)}{2Lf}$	$\frac{U_o(1-D)}{2Lf}$
I_{ef}			$\sqrt{I_o^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{U_o(1-D)}{Lf} \right)^2}$	$\frac{U_o(1-D)}{\sqrt{3}Lf}$

CUADRO 4.2: Exigencias eléctricas de los componentes del reductor.

4.2.1.3. Modo de conducción discontinua

Cuando la corriente disminuye por debajo del margen de la eq. (4.21) el dispositivo entra conducción discontinua y cuando eso ocurre, las características cambian al igual que ocurre para el elevador. Con ayuda de las figs. 4.9 se obtienen los desarrollos presentados a continuación.

Estudiando nuevamente la integral de la tensión en el inductor,

$$(U_i - U_o)D - U_o \delta = 0$$

Reordenando se tiene,

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{D}{D + \delta} \quad (4.24)$$

Por otra parte, para la corriente,

$$\Delta i_L = \frac{U_i - U_o}{L} D T_s = \frac{U_o \delta T_s}{L} \quad (4.25)$$

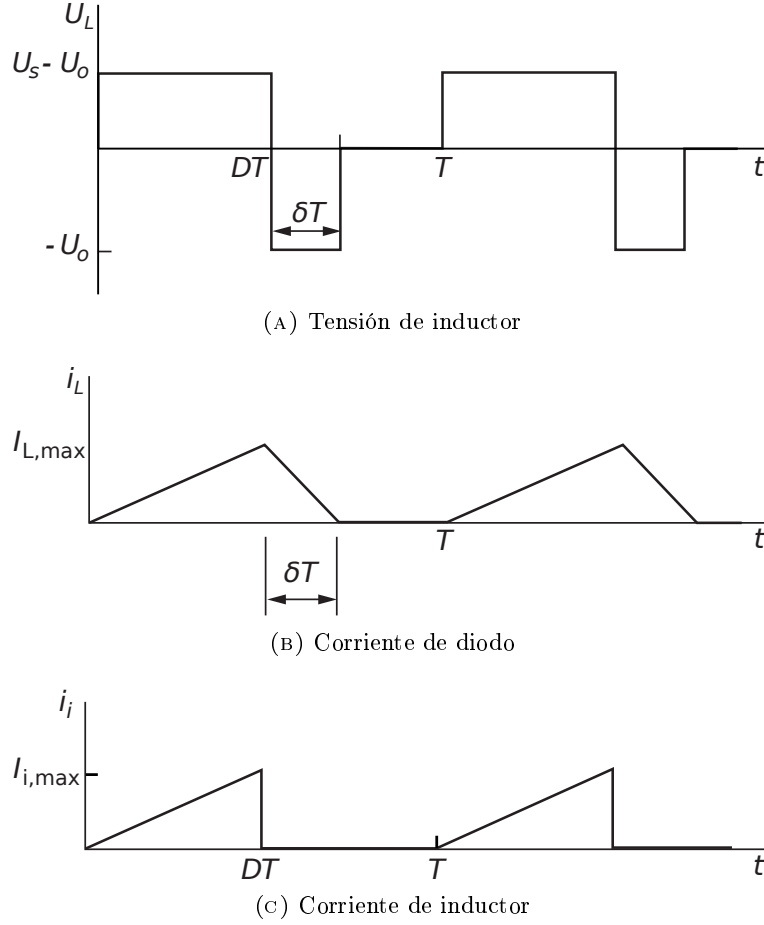


FIGURA 4.9: Curvas de estado estacionario para el elevador operando en MCC

Asumiendo constante la tensión de salida,

$$I_o = \frac{U_o}{R} = \frac{1}{2} \Delta i_L (D + \delta) = \frac{1}{2} \frac{U_i - U_o}{L} DT_s (D + \delta) \quad (4.26)$$

Usando (4.24) y reordenando se llega a una ecuación de segundo grado, de cuyas soluciones, se usa la que produce valores positivos,

$$\delta = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}}{2} \quad (4.27)$$

Sustituyendo en la eq. (4.24),

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}} \quad (4.28)$$

Si se fija la corriente de carga puede provocar que la característica del reductor adopte un comportamiento mixto respecto a los modos de conducción operando en gran parte del rango del ciclo de trabajo (D), esto quiere decir que para estos casos el convertidor puede conmutar entre MCC y MCD. Esto se ilustra en la fig. 4.10.

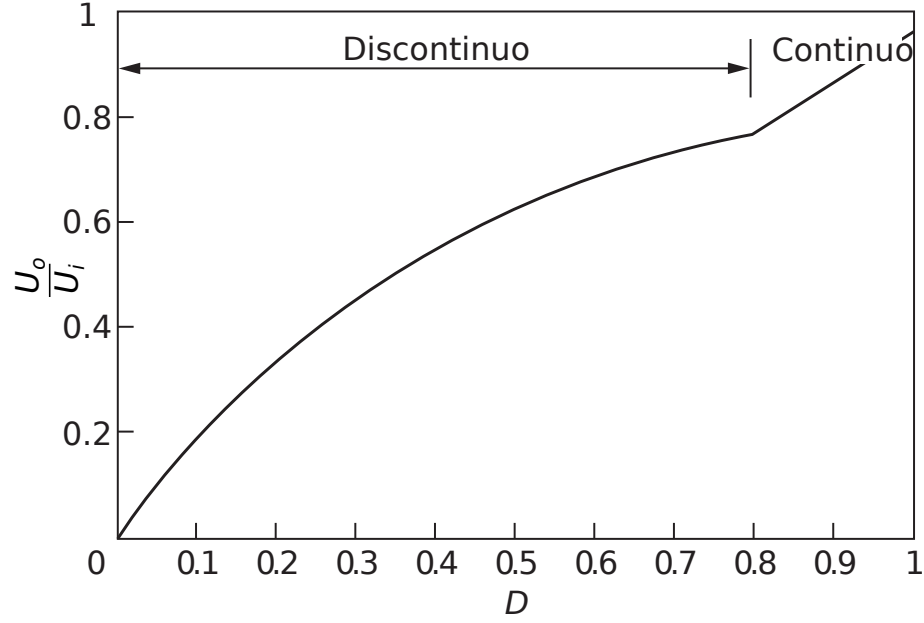


FIGURA 4.10: Intervalos de modos de conducción para la relación de conversión del reductor.

4.2.2. Modelo dinámico

En esta instancia se presenta el modelo del sistema dinámico del reductor.

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} i_L \\ u_C \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \frac{-(r_s(r_c+R)+r_cR)}{(r_c+R)L} & \frac{-1}{(1+\frac{r_C}{R})L} \\ \frac{1}{(1+\frac{r_C}{R})C} & \frac{-1}{RC(1+\frac{r_C}{R})} \end{pmatrix} \mathbf{x} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} & 0 < t < DT \\ \dot{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \frac{-(r_s(r_c+R)+r_cR)}{(r_c+R)L} & \frac{-1}{(1+\frac{r_C}{R})L} \\ \frac{1}{(1+\frac{r_C}{R})C} & \frac{-1}{RC(1+\frac{r_C}{R})} \end{pmatrix} \mathbf{x} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} & DT < t < T \end{cases} \quad (4.30)$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} i_L \\ u_o \end{pmatrix} = \mathbf{y} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{pmatrix} \mathbf{x} & DT < t < T \\ \begin{pmatrix} i_L \\ u_o \end{pmatrix} = \mathbf{y} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{pmatrix} \mathbf{x} & DT < t < T \end{cases} \quad (4.31)$$

Este sistema está siempre definido por la misma matriz de estados simplificando su análisis, en efecto, el cambio se produce solo sobre excitación. Por lo tanto puede pensarse

que la salida es una señal de pulsos de ancho modulado cuya amplitud corresponde a la tensión de entrada.

4.3. Detalles técnicos de los convertidores utilizados

Si bien se desarrolló de forma genérica la teoría general de convertidores, en esta sección se presentarán las especificaciones bajo las cuales funcionan los equipos armados usando la teoría expuesta.

Componente	R_s	L	C	I_{ef}	\hat{I}	\hat{U}
Inductor	$21m\Omega$ (DC) $33m\Omega$ (AC)	$200\mu H$	-	15A	16,7A	-
Capacitor	$50m\Omega$	-	$2,2mF$	8A	-	100V
Transistor(IRFP-250)	$85m\Omega$ (r_T) $200m\Omega$ (r_D)	-	-	30A	120A	200V

CUADRO 4.3: Especificaciones de los componentes utilizados

4.3.1. Convertidor elevador

El *hardware* correspondiente al elevador construido ha sido diseñado para actuar bajo las siguientes condiciones de operación:

Magnitud	
Potencia neta nominal	300W
Tensión de salida nominal	60V
Corriente de salida nominal	5A
Tensión máxima de entrada	50V
Tensión máxima de salida	100V
Corriente máxima en la entrada	18,5A
Corriente máxima en la salida	5,5A
Frecuencia de conmutación	20kHz
Variación de corriente (Δi_L)	3,75A

CUADRO 4.4: Condiciones de operación para el elevador

Los límites de las magnitudes anteriores sirvieron de referencia para los ajustes realizados sobre el acondicionamiento de los circuitos de medida. Estos valores corresponden

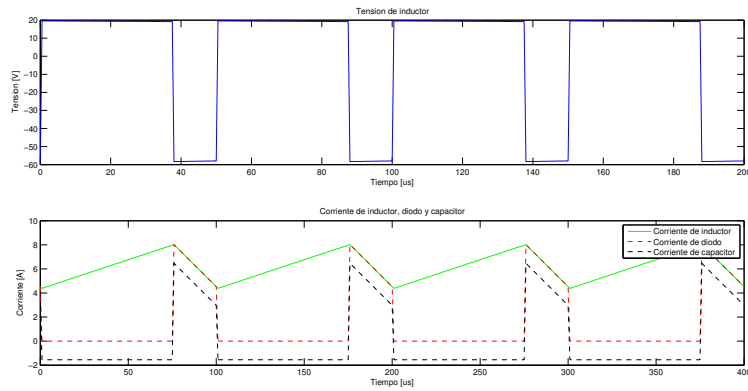


FIGURA 4.11: Convertidor elevador operando en MCC

a los valores máximos según el circuito acondicionamiento de señales, teniendo en cuenta los rangos de los sensores involucrados.

Por otro lado es necesario considerar las exigencias que tendrán los componentes operando bajo las condiciones anteriores. Esto se verifica usando el análisis del circuito en condiciones de estado estacionario. Usando la información listada en el cuadro 4.4 junto con las expresiones en el cuadro 4.1 se obtienen las solicitaciones eléctricas a las que serán sometidos los componentes del convertidor elevador que se muestran en el cuadro 4.5.

Componente	T_1	T_2	L	C
Tensión pico	60V	60V	< 60V	60V
Tensión eficaz	43V	43V	30V	60V
Corriente pico	8A	8A	8A	6A
Corriente eficaz			9A	4A

CUADRO 4.5: Requerimientos a los componentes del elevador

Se han realizado simulaciones para validar el estudio utilizando los valores reales de los componentes con los que se armaron las placas. En la fig. 4.11 se presentan las curvas de operación en estado estacionario para el convertidor elevador operando a $D = 75\%$ y una corriente de aproximadamente 6A. También se han ejecutado simulaciones para las condiciones de trabajo en MCD que se muestran en la fig. 4.12 en las que se ha fijado un ciclo de trabajo de $D = 25\%$ y una corriente de carga de 1,8A.

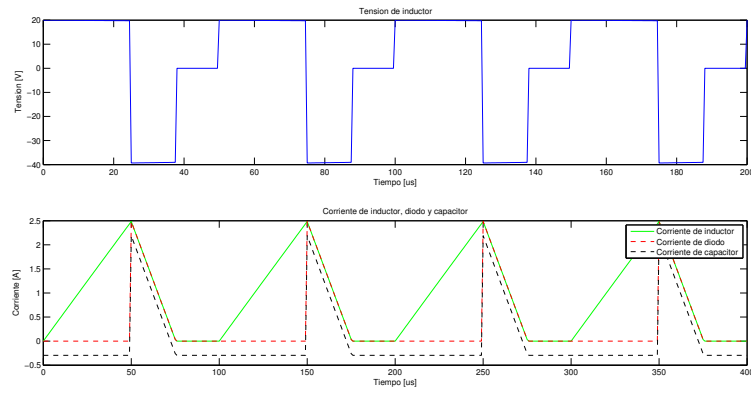


FIGURA 4.12: Convertidor elevador operando en MCD

4.3.2. Convertidor reductor

A partir del esquemático y las magnitudes de trabajo del elevador se pueden inferir las condiciones de operación para el reductor, que se listan en el siguiente cuadro:

Magnitud	
Potencia neta nominal	300W
Tensión de salida nominal	30V
Corriente de salida nominal	10A
Tensión máxima de entrada	50V
Tensión máxima de salida	50V
Corriente máxima en la entrada	10A
Corriente máxima en la salida	15A
Frecuencia de conmutación	20kHz
Variación de corriente (Δi_L)	3A

CUADRO 4.6: Condiciones de operación para el elevador

Al igual que para el convertidor elevador se pueden obtener las exigencias eléctricas a las que se someten los componentes del reductor, según el análisis de estado estacionario del mismo. Estos datos se han calculado considerando la utilización de los mismos componentes que los del elevador. La tabla 4.7 muestra esto.

Componente	T_1	T_2	L	C
Tensión pico	40V	40V	$< 40V$	40V
Tensión eficaz	28V	28V	20V	40V
Corriente pico	15A	15A	15A	1,2A
Corriente eficaz			15A	1,4A

CUADRO 4.7: Requerimientos a los componentes del reductor

A fin de obtener una referencia del funcionamiento cuantitativo del convertidor se han ejecutado algunas simulaciones con ciclos de trabajo y cargas fijas, tal como se realizó para el elevador. Para el caso de la operación en modo de conducción continua las curvas obtenidas se muestran en la fig. 4.13 que opera con un ciclo de trabajo de $D = 75\%$ y entregando aproximadamente 1A. En contraste, la fig. 4.14 muestra las curvas del convertidor trabajando en MCD con un ciclo de trabajo de $D = 25\%$ y una carga aproximada de 600mA.

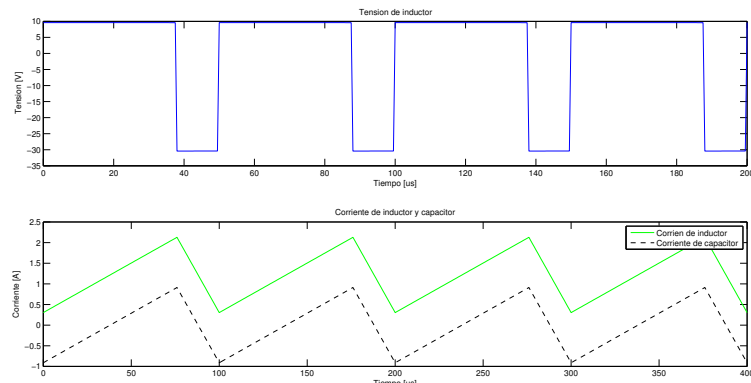


FIGURA 4.13: Convertidor reductor operando en MCC

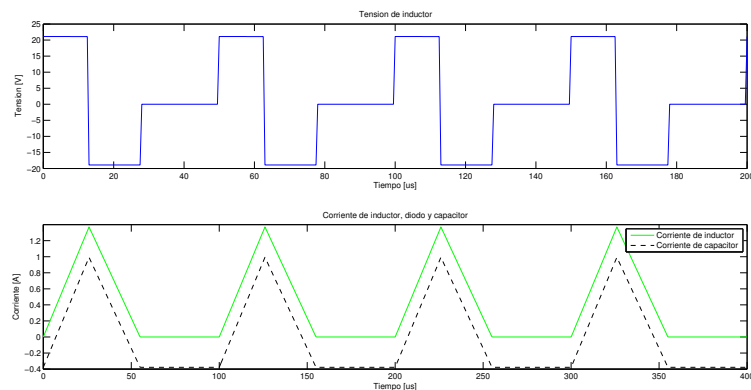


FIGURA 4.14: Convertidor reductor operando en MCD

4.4. Comentarios

A lo largo del capítulo se han introducido los conceptos elementales que definen los rasgos fundamentales de los convertidores conmutados y se ha mostrado cómo se manifiestan el comportamiento de los convertidores mediante la variación de los parámetros que los definen. Esta información será de vital importancia para el desarrollo que sigue, orientado al control de estos dispositivos.

Los convertidores de potencia DC-DC se controlan a través del estado de sus llaves. Su comportamiento y desempeño esta fuertemente asociado a los parámetros temporales que surgen del modo en que se operan estas llaves, y estos resultados se utilizaron para el planteo de los algoritmos explicados en el capítulo siguiente.

Además, se presentaron las características prácticas generales que detallan los componentes empleados en el armado de las placas y del mismo modo, los cambios realizados para la obtención de la plataforma utilizada para el emulador.

Capítulo 5

Control y simulaciones

Una vez definido el modelo matemático que se pretende emular y el soporte físico sobre el cuál ejecutarlo, se procede a la aplicación del instrumento que permitirá enlazar las dos partes del proyecto: el control.

Los sistemas de control constituyen una herramienta muy poderosa para la resolución de problemas en ingeniería. Las técnicas que proporciona son de esencial importancia para el diseño de sistemas complejos. En electrónica, la aplicación de los recursos que proporciona el control automático son ampliamente utilizados y cada vez encuentran más aplicaciones y de mejor desempeño, gracias al avance de los sistemas embebidos en los últimos tiempos.

Los sistemas digitales modernos han ofrecido un soporte muy robusto a la teoría de control, posibilitando la implementación de funciones y técnicas que de otro modo serían impracticables. El uso de las herramientas de control mediante sistemas embebidos tiene la gran ventaja, frente a mecanismos analógicos, de ser realizados por medio de la programación de los algoritmos que definen la operación a efectuar, de modo que permiten gran libertad y rigidez al diseño.

Los equipos de potencia electrónicos tienen grandes exigencias temporales para la operación que realizan, tal es el caso de los convertidores conmutados que requieren de una razonable velocidad de conmutación de las llaves electrónicas que los componen. Es por ello que la electrónica de potencia recibe una ayuda indispensable del control de sistemas discretos.

El *hardware* utilizado consiste en un DSP que posee varios módulos, de los cuales varios han sido utilizados tanto para hacer cálculos, relevar mediciones o entregar señales de control. La programación ha sido realizada progresivamente por medio de dos entornos de

programación, uno de nivel más alto y otro de más bajo nivel que contiene el compilador del código que es programado directamente en el dispositivo.

Este capítulo presenta la teoría utilizada para la realización de del trabajo así como los modelos completos de los sistemas implementados. Los elementos explicados y utilizados van desde filtros digitales hasta controladores elementales y el promediado de sistemas de estructura variable.

5.1. Introducción

Existen diversas opciones al momento de aplicar una estrategia de control a un sistema dado, y además muchas de éstas vienen combinadas entre sí. Para el abordaje del problema del control de un sistema se establecen ciertos procedimientos que involucran la gestión de la información tomada del sistema (medidas, modelos, por ejemplo) y el modo en que las acciones de control interactúan con el sistema mencionado. La disposición de estas interacciones es la arquitectura de control.

La disposición más común en la arquitectura de control, es sin duda la realimentación. Este es un concepto fundamental de la teoría de control y ofrece una multitud de mejoras al desempeño de los sistemas si ha sido correctamente empleada. Su principio subyace en que a pesar de no conocer con precisión la naturaleza del sistema que se controla, se realizan correcciones en las acciones de control utilizando la información medida del efecto que produce el ajuste de sus variables de entrada.

La realimentación puede darse de varias maneras, aunque la aplicación más sencilla consiste en simplemente en obtener la diferencia entre la variable que se desea controlar y cierta referencia. A este resultado se le llama error, y dado que la magnitud medida se resta a la referencia, la realimentación es negativa. El valor del error puede ser utilizado directamente como variable de control o bien puede incorporarse un controlador para procesar esa información y obtener así otro comportamiento.

5.2. Controladores

Para el control de los sistemas lineales, una elección típica para el controlador es la de los PID (Proporcional Integral y Derivativo) que constituyen los más utilizados en el mundo del control. La acción que realizan se obtiene a partir del error entre la referencia que se pretende seguir y la medición de la variable que se pretende controlar. Las acciones que realizan los PID se componen fundamentalmente de tres operaciones:

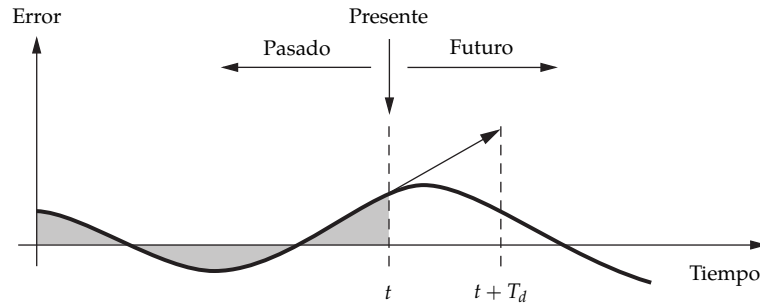


FIGURA 5.1: Consideración del controlador PID a los valores obtenidos.

la acción *proporcional* que considera el valor actual del error obtenido; la acción *integral* que tiene en cuenta las contribuciones de las mediciones previas; y por último la acción *derivativa* que realiza una predicción de los valores futuros del error. Esta idea se ilustra en la fig. 5.1. Cada uno de estos cálculos están acompañados por ciertos parámetros.

Los efectos de las operaciones que componen al controlador PID tienen un propósito distinto, es decir que son complementarias. Esto se explica a continuación

- **Acción Proporcional:** Aumenta la velocidad en la que se modifica la respuesta del sistema y disminuye el error de estado estacionario a medida que se aumenta.
- **Acción Integral:** Se encarga de eliminar por completo el error de estado estacionario aunque reduce la velocidad a la que responde el sistema. La operación matemática es devolver la integral de los valores acumulados del error medido y es por ello que si devuelve un valor constante, quiere decir que el error se ha corregido por completo. Una combinación entre las acciones proporcional e integral puede resultar un controlador apropiado en muchos casos y es por ello que es muy común encontrar controladores compuestos únicamente por estas dos acciones.
- **Acción Derivativa:** La idea de esta operación es obtener una anticipación del valor del error a través de la derivada del error realizando una corrección prematura, aumentando la velocidad del sistema. Es necesario que el ajuste de los parámetros sean correctamente elegidos para que ésta acción no cause comportamientos no deseados, ya que una sintonía inadecuada puede empeorar la estabilidad del sistema generando grandes oscilaciones.

Para el control de los convertidores la acción derivativa no es una buena elección debido al rizado causado por la conmutación de las llaves, lo cual puede considerarse una fuerte perturbación cuyo efecto se vería amplificado. Es por ello que para el proyecto se decidió utilizar un controlador proporcional e integral, puesto que lo más importante es que el convertidor controlado sea capaz de seguir correctamente las referencias y de momento no hay necesidad de ampliar el ancho de banda.

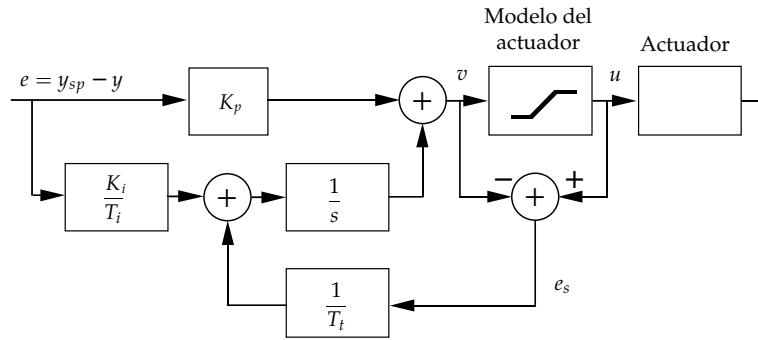


FIGURA 5.2: Controlador PI con mecanismo anti-wind-up

Aunque los controladores PID son pensados como módulos de control lineales es razonable considerar la inclusión de ciertos mecanismos no lineales a su diseño. Esto es debido a que todos los actuadores tienen limitaciones, es decir que a pesar de que la acción de control le exija un comportamiento fuera de sus límites dicho actuador será conducido a la saturación. Cuando el actuador entra en saturación, el error comienza a crecer y la acción integral también crece sin poder corregir el error. Si el sistema logra restablecerse fuera de la saturación lo hará luego de largos transitorios, ya que se necesita que el error sea muy grande y opuesto al valor en que se encuentra saturado el sistema para que el integrador reduzca el valor devuelto, y esto puede conducir nuevamente a la saturación en otro de los extremos del actuador generando un comportamiento oscilatorio y lento. El efecto explicado se conoce en la jerga como *wind-up*. Si se consideran los efectos de la saturación de los actuadores en los algoritmos de control puede evitarse o reducirse su efecto. Esto se logra agregando un mecanismo que impida que el integrador siga aumentando el valor devuelto una vez que se considere saturado al sistema. Esto se llama *anti-wind-up* y un ejemplo de implementación se muestra en la fig. 5.2.

Los controladores PID suelen ser siempre apropiados para operar sistemas lineales invariantes en el tiempo y es a partir de los modelos que caracterizan dichos sistemas, como se sintonizan los parámetros de dichos controladores. Para este proyecto los convertidores de potencia no forman parte de estos sistemas debido a que su estructura cambia según el estado de los transistores de conmutación. Es por ello que se necesita obtener un modelo equivalente para caracterizarlos, y que sirvan a la sintonía de dichos parámetros.

5.3. Modelos promediados de los convertidores

En el cap. 4 se presentaron los modelos dinámicos de los dos convertidores utilizados en el trabajo. Dado que estos están presentados en función de la variable de conmutación $u(t)$ es necesario obtener una aproximación del modelo que lo deje expresado de la forma

$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$ que definen los sistemas lineales. El procedimiento utilizado es el de promediado de modelo de estados.

El desarrollo siguiente muestra como obtener este modelo, que luego será utilizado para diseñar el controlador con el fin de que el sistema funcione dentro de sus márgenes de estabilidad. El procedimiento se muestra a continuación para el caso general que será aplicado al modelo de cada convertidor particular más adelante.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{u} & 0 < t < dT \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u} & dT < t < T \end{cases} \quad (5.1)$$

$$\begin{cases} \mathbf{y}_1 = \mathbf{C}_1\mathbf{x} & 0 < t < dT \\ \mathbf{y}_2 = \mathbf{C}_2\mathbf{x} & dT < t < T \end{cases} \quad (5.2)$$

Donde el ciclo de trabajo d varía en cada periodo con el tiempo ($d(t)$), según la acción de control. En el segundo sistema matricial se presenta la transformación lineal que llevará las variables de estado del modelo planteado a las variables de interés. Resolviendo (5.2) para \mathbf{x} y sustituyendo en (5.1) se obtienen un nuevo espacio de estados en función de las variables de interés las variables de salida buscada con $\mathbf{A}_{y1} = \mathbf{CA}_1\mathbf{C}^{-1}$ y $\mathbf{B}_{y1} = \mathbf{CB}_1$. Luego se Parametriza con $u_d(t)$,

$$\dot{\mathbf{y}} = (\mathbf{A}_{y1}u_d(t) + \mathbf{A}_{y2}(1 - u_d(t)))\mathbf{y} + (\mathbf{B}_{y1}u_d(t) + \mathbf{B}_{y2}(1 - u_d(t)))\mathbf{u} \quad (5.3)$$

$$u_d(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT \\ 0, & dT < t < T \end{cases}$$

Realizando un promedio temporal (por periodo) del sistema,

$$\langle \dot{\mathbf{y}} \rangle(t) = (\mathbf{A}_{y1}d(t) + \mathbf{A}_{y2}(1 - d(t)))\langle \mathbf{y} \rangle(t) + (\mathbf{B}_{y1}d(t) + \mathbf{B}_{y2}(1 - d(t)))\langle \mathbf{u} \rangle(t) \quad (5.4)$$

Y linealizando el sistema alrededor de un punto de trabajo supuesto (considerando pequeñas variaciones alrededor de éste último),

$$\langle \mathbf{y} \rangle(t) = \bar{\mathbf{y}} + \tilde{\mathbf{y}}(t) \quad (5.5)$$

$$d(t) = \bar{d} + \tilde{d}(t) \quad (5.6)$$

Es posible obtener las funciones de transferencia de cada variable de estado respecto de la variable de control promediada $u_d(t)$, es decir $\tilde{d}(t)$,

$$\mathbf{T}(s) = \begin{pmatrix} \frac{I_L(s)}{\tilde{d}(s)} \\ \frac{U_o(s)}{\tilde{d}(s)} \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

Usando (5.5) y (5.6) en (5.4) y reordenando:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{y}}}(t) = & ((\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d})) + (\mathbf{A}_{y1} - \mathbf{A}_{y2})\tilde{d}(t))(\bar{\mathbf{y}} + \tilde{\mathbf{y}}(t)) + \\ & (\mathbf{B}_{y1}\bar{d} + \mathbf{B}_{y2}(1 - \bar{d}) + (\mathbf{B}_{y1} - \mathbf{B}_{y2})\tilde{d}(t))\langle \mathbf{u} \rangle(t) \end{aligned}$$

Desarrollando y reagrupando,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{y}}}(t) = & (\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))\bar{\mathbf{y}} + (\mathbf{A}_{y1} - \mathbf{A}_{y2})\tilde{d}(t)\bar{\mathbf{y}} + (\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))\tilde{\mathbf{y}}(t) + \\ & \underbrace{(\mathbf{A}_{y1} - \mathbf{A}_{y2})\tilde{d}(t)\tilde{\mathbf{y}}(t)}_{\text{término de segundo orden}} + (\mathbf{B}_{y1}\bar{d} + \mathbf{B}_{y2}(1 - \bar{d}) + (\mathbf{B}_{y1} - \mathbf{B}_{y2})\tilde{d}(t))\langle \mathbf{u} \rangle(t) \end{aligned}$$

Se desprecia el termino de segundo orden y resulta

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{y}}}(t) = & (\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))\bar{\mathbf{y}} + (\mathbf{A}_{y1} - \mathbf{A}_{y2})\tilde{d}(t)\bar{\mathbf{y}} + (\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))\tilde{\mathbf{y}}(t) + \\ & (\mathbf{B}_{y1}\bar{d} + \mathbf{B}_{y2}(1 - \bar{d}) + (\mathbf{B}_{y1} - \mathbf{B}_{y2})\tilde{d}(t))\langle \mathbf{u} \rangle(t) \quad (5.8) \end{aligned}$$

Como se desconoce $\bar{\mathbf{y}}$ se usa (5.4) para hallarla considerando que el sistema se encuentra en estado estacionario,

$$\langle \dot{\mathbf{y}} \rangle(t) = 0 = (\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))\bar{\mathbf{y}} + (\mathbf{B}_{y1}\bar{d} + \mathbf{B}_{y2}(1 - \bar{d}))\langle \mathbf{u} \rangle(t)$$

Resolviendo para $\bar{\mathbf{y}}$,

$$\bar{\mathbf{y}} = -(\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))^{-1}(\mathbf{B}_{y1}\bar{d} + \mathbf{B}_{y2}(1 - \bar{d}))\langle \mathbf{u} \rangle(t) \quad (5.9)$$

Sustituyendo (5.9) en (5.8):

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{y}}}(t) = & -\underbrace{(\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))(\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))^{-1}(\mathbf{B}_{y1}\bar{d} + \mathbf{B}_{y2}(1 - \bar{d}))}_{\mathbf{I}}\langle \mathbf{u} \rangle(t) - \\ & (\mathbf{A}_{y1} - \mathbf{A}_{y2})(\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))^{-1}(\mathbf{B}_{y1}\bar{d} + \mathbf{B}_{y2}(1 - \bar{d}))\langle \mathbf{u} \rangle(t)\tilde{d}(t) + \\ & (\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))\tilde{\mathbf{y}}(t) + (\mathbf{B}_{y1}\bar{d} + \mathbf{B}_{y2}(1 - \bar{d}) + (\mathbf{B}_{y1} - \mathbf{B}_{y2})\tilde{d}(t))\langle \mathbf{u} \rangle(t) \end{aligned}$$

Simplificando,

$$\dot{\tilde{\mathbf{y}}}(t) = (\mathbf{A}_{y1}\bar{d} + \mathbf{A}_{y2}(1 - \bar{d}))\tilde{\mathbf{y}}(t) + ((\mathbf{A}_{y1} - \mathbf{A}_{y2})\bar{\mathbf{y}} + (\mathbf{B}_{y1} - \mathbf{B}_{y2})\langle \mathbf{u} \rangle)\tilde{d}(t) \quad (5.10)$$

La ecuación (5.10) puede ser utilizada para obtener las funciones de transferencia que sirven para sintonizar los controladores de cada convertidor. Si se aplica la transformada de Laplace,

$$\frac{\dot{\tilde{\mathbf{y}}}(s)}{\tilde{d}(s)} = -(s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_{\mathbf{y1}}\bar{d} + \mathbf{A}_{\mathbf{y2}}(1 - \bar{d})))^{-1}((\mathbf{A}_{\mathbf{y1}} - \mathbf{A}_{\mathbf{y2}})\bar{\mathbf{y}} + (\mathbf{B}_{\mathbf{y1}} - \mathbf{B}_{\mathbf{y2}})\langle \mathbf{u} \rangle) \quad (5.11)$$

5.3.1. Convertidor Elevador

Para el caso del convertidor elevador se asume que $\mathbf{B}_{\mathbf{y1}} \approx \mathbf{B}_{\mathbf{y2}}$ en la ec. 5.11 y queda,

$$\frac{\tilde{\mathbf{y}}(s)}{\tilde{d}(s)} = (s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_{\mathbf{y1}}\bar{d} + \mathbf{A}_{\mathbf{y2}}(1 - \bar{d})))^{-1}(\mathbf{A}_{\mathbf{y1}} - \mathbf{A}_{\mathbf{y2}})\bar{\mathbf{y}} = \begin{pmatrix} \frac{I_L(s)}{\tilde{d}(s)} \\ \frac{U_o(s)}{\tilde{d}(s)} \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

5.3.2. Convertidor Reductor

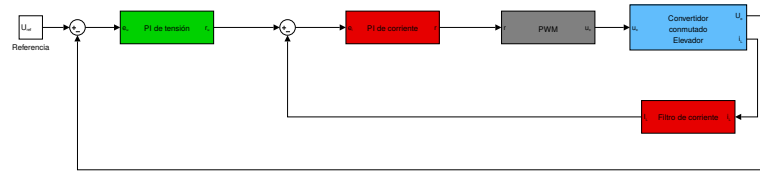
Si se utiliza nuevamente 5.11 teniendo en cuenta que $\mathbf{A}_{\mathbf{y1}} = \mathbf{A}_{\mathbf{y2}} = \mathbf{A}_{\mathbf{y}}$ su transferencia resulta como sigue,

$$\frac{\tilde{\mathbf{y}}(s)}{\tilde{d}(s)} = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\mathbf{y}})^{-1}(\mathbf{B}_{\mathbf{y1}} - \mathbf{B}_{\mathbf{y2}})u_i = \begin{pmatrix} \frac{I_L(s)}{\tilde{d}(s)} \\ \frac{U_o(s)}{\tilde{d}(s)} \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

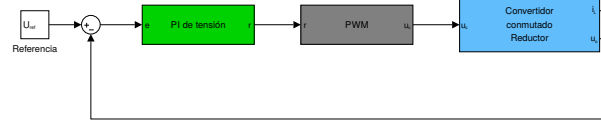
5.4. Arquitectura de control

Una vez obtenidos los modelos lineales en el espacio de estados es necesario adoptar una arquitectura para el diseño completo del sistema de control. Las figuras 5.3a y 5.3b se muestran las arquitecturas de control utilizadas para cada convertidor. En el caso del convertidor elevador fue necesario establecer dos lazos de control para poder estabilizar el sistema aunque solo se requiera regular la tensión de salida. La configuración adoptada que establece un lazo de realimentación interno de corriente es posible gracias a que la dinámica de la corriente es más veloz que la de la tensión y debido a esto hay que asegurarse que los controladores utilizados diferencien correctamente ambas dinámicas, posibilitando así desacoplar las diferentes dinámicas.

Es necesario remarcar la clara diferencia de complejidad que existe entre ambos esquemas. La fig. 5.3a presenta dos lazos de realimentación mientras que la fig. 5.3b solo presenta uno. Esto se debe al hecho de que la ecuación de estado que define a la tensión de salida del elevador es inestable si no se controla la corriente, y es por ello que



(A) Esquema de control para el elevador



(B) Esquema de control para el reductor

se decidió colocar un lazo de realimentación interno para controlar la corriente. La presencia del filtro de realimentación de corriente es importante debido al gran rizado que posee la corriente, asimismo esto permite que las señales utilizadas en los controladores sean de una naturaleza acorde al diseño propuesto ya que de otro modo la presencia del rizado de corriente anularía las suposiciones hechas al momento de su diseño, en las que se asumió una reducida variabilidad alrededor de los puntos de trabajo.

Por otro lado, el convertidor reductor es de naturaleza inherentemente estable y no es necesario controlar la corriente para lograr la estabilidad del sistema. Esto permite la posterior utilización de la medición de corriente en las modificaciones introducidas al control del reductor para realizar el emulador.

Para obtener una sintonía adecuada de los parámetros de los controladores PI, se utilizó la herramienta *sisotool* de MATLAB.

El análisis dinámico que se realizó, fue utilizado con el fin de obtener los parámetros de diseño de los controladores. A continuación se presentan los procedimientos abordados para el diseño.

5.4.1. Sintonía de controladores para elevador

A partir de la El filtro de corriente se encargará de eliminar las altas frecuencias debidas a la conmutación del modulador de ancho de pulso, por lo que debe considerarse una frecuencia de corte suficiente para que el rizado de corriente no afecte la acción de control. Para la sintonía se han dispuesto los bloques del esquema de la fig. 5.3a según las funciones de transferencia que los caracterizan. Esta representación se encuentra en la fig. 5.3.

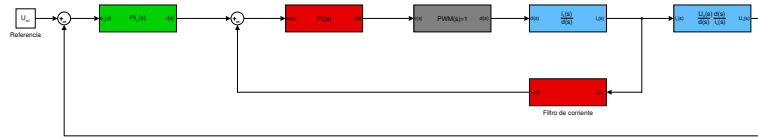
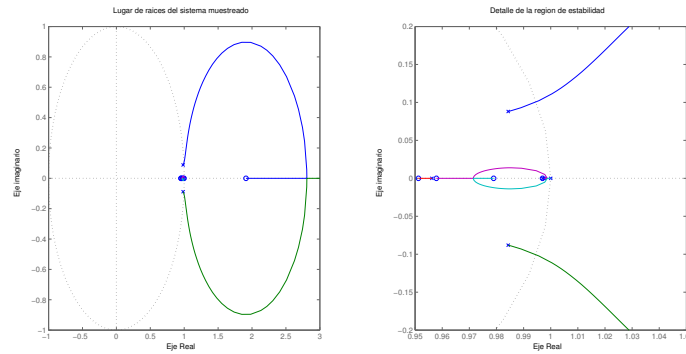


FIGURA 5.3: Esquema linealizado del control del elevador.

Los controladores fueron diseñados con la estructura típica que los define en el dominio Z según $PI(z) = K_P + \frac{T_s K_I}{z-1}$. En la figura se muestra el análisis en el lugar de las raíces respecto al lazo de tensión.

FIGURA 5.4: Análisis del lugar de las raíces en el dominio Z para $T_s = 50\mu s$

Puede observarse que la región de estabilidad es bastante acotada por lo que para obtener un buen comportamiento del elevador, los parámetros debieron ser seleccionados con bastante precisión. Los parámetros del controlador de corriente se eligieron partiendo del *criterio de la respuesta al escalón de Ziegler-Nichols* mientras que para el controlador de corriente se usó el *criterio de la respuesta en frecuencia de Ziegler-Nichols*.

En la tabla 5.1 se muestran los parámetros obtenidos.

Controlador	K_P	K_I
PI corriente	0.03	7
PI tensión	0.16	150

CUADRO 5.1: Parámetros del controlador del elevador.

5.4.2. Sintonía de controlador para reductor

Dada la simplicidad del sistema en este caso se implementará un esquema de control simple para obtener la tensión buscada utilizando un controlador PI en el que se medirá la tensión y se buscará ajustar la misma para seguir de un valor de referencia, por

lo que será más sencillo diseñar el controlador. Este diseño puede ser encarado de esta manera, debido a que no existen los problemas de estabilidad que se tenían en el elevador. Por lo tanto, para esta etapa no será necesario el sensado de la corriente, aunque esta información será utilizada en una etapa posterior del desarrollo del proyecto. El esquema puede verse en la fig. 5.5.

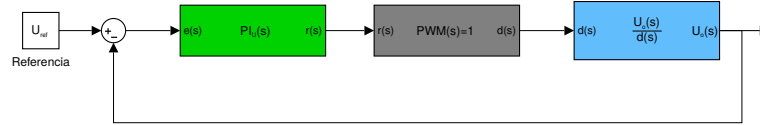


FIGURA 5.5: Esquema de control del Reductor.

El diagrama de lugar de raíces del sistema muestreado puede verse en la fig. 5.6.

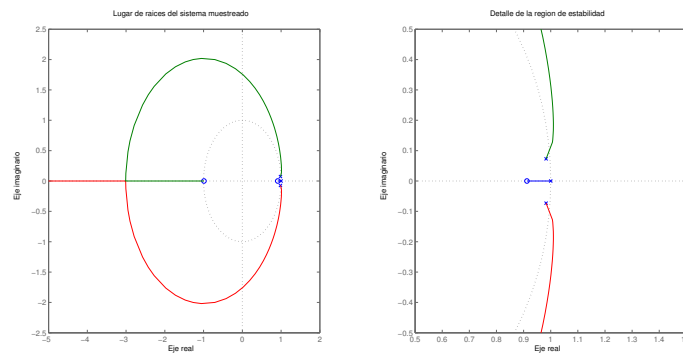


FIGURA 5.6: Diagrama del lugar de raíces para el lazo de tensión del reductor.

En el cuadro 5.2 se listan los parámetros obtenidos.

Controlador	K_P	K_I
PI tensión	0.05	10

CUADRO 5.2: Parámetros del controlador del reductor

5.5. Modelos y simulaciones

Ya definidos los controladores y los modelos de estados de cada convertidor, se procedió a la utilización de los programas de cómputo para realizar simulaciones que sirvan de prueba preliminar previas a la puesta en marcha del equipo. Estos resultados se muestran en las siguientes secciones. Cabe aclarar que la fuente de potencia utilizada para alimentar los convertidores posee una limitación de corriente de 18A máximos y ello se verá en las curvas de funcionamiento presentadas. Las simulaciones comprenden las mediciones de

corriente y tensión ante la puesta en marcha de los convertidores y una perturbación en la carga aplicada.

5.5.1. Convertidor elevador

El modelo utilizado puede verse en la figura 5.7 en el que se distingue el esquema físico en la parte superior del hardware de control en la parte inferior, compuesto por el conversor analógico-digital, el controlador y el generador PWM.

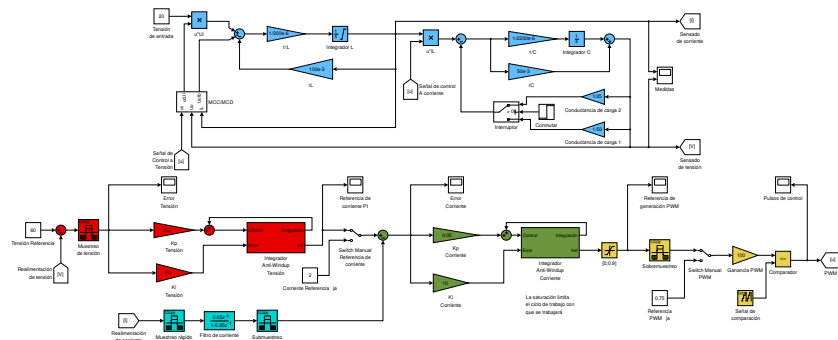


FIGURA 5.7: Modelo completo del convertidor elevador

La figura 5.8 muestra el resultado de simulación del encendido del convertidor elevador con una tensión inicial de capacitor igual a la tensión de entrada. La corriente del inductor ha sido limitada a 15 A como puede verse en la imagen.

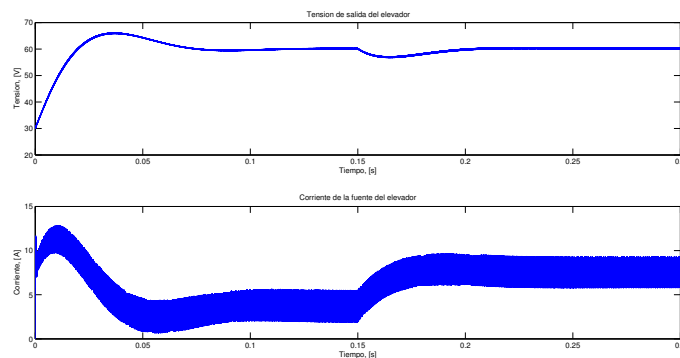


FIGURA 5.8: Resultado de simulación de corriente de inductor y tensión de salida del convertidor DC-DC elevador

5.5.2. Convertidor reductor

El modelo de simulación del reductor puede verse en la figura 5.9. El modelo físico del hardware se encuentra en la parte superior y el sistema de control en la parte inferior.

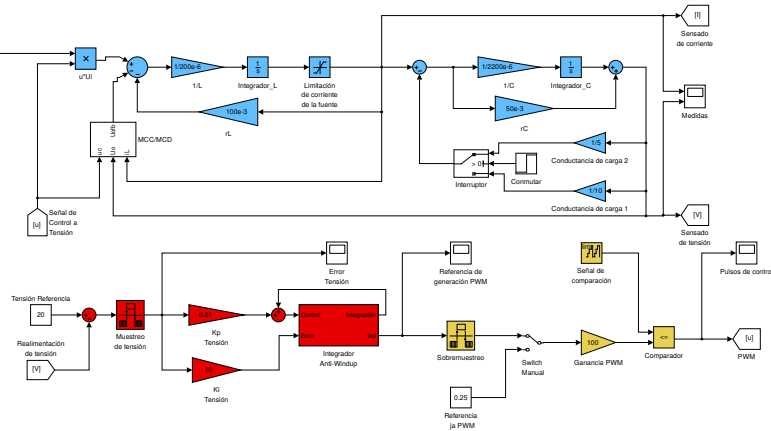


FIGURA 5.9: Modelo completo del convertidor reductor

En la figura 5.10 puede verse el resultado de la simulación del encendido del convertidor reductor con condiciones iniciales nulas de tensión y corriente. Puede verse que la corriente también ha sido limitada a 15A para establecer un margen de seguridad.

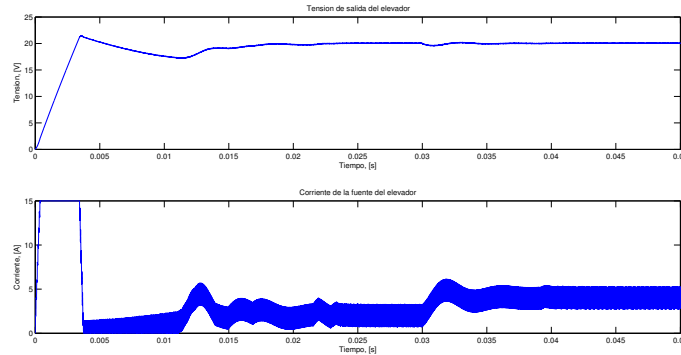


FIGURA 5.10: Resultado de simulación de corriente de inductor y tensión de salida del convertidor DC-DC reductor

5.5.3. Simulación de la operación conjunta de convertidores

El emulador propuesto en el proyecto fue pensado para poder ser acoplado a un sistema híbrido de generación de energía y es conectado a éste a través de un sistema de potencia que se trata del convertidor DC-DC elevador que se ha estudiado. Por lo tanto para proceder ordenadamente en la unificación de los proyectos se propuso el ensayo de la interconexión de los convertidores para poder realizar pruebas de la parte del SGH que comprende la pila de combustible. Para esto se requirió que el convertidor reductor pueda ser usado para alimentar al convertidor elevador. Por ello, se dispuso la realización de las simulaciones que estudien el comportamiento de los convertidores acoplados a fin de conocer si es posible realizar la conexión mencionada. La fig. 5.11 muestra el modelo de los dos convertidores acoplados.

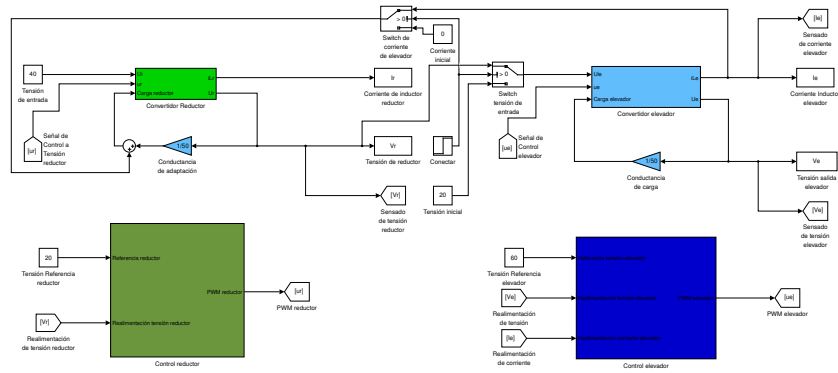


FIGURA 5.11: Modelo usado para la simulación del comportamiento conjunto de los convertidores

En el modelo puede apreciarse que la interconexión se efectúa cuando ambos convertidores alcanzan un régimen permanente operando de forma aislada, tras lo cual un conmutador realiza la conexión. Los resultados de la simulación tanto de las medidas de tensión y corriente para el convertidor reductor y elevador pueden verse en las figuras 5.12 y 5.13 respectivamente.

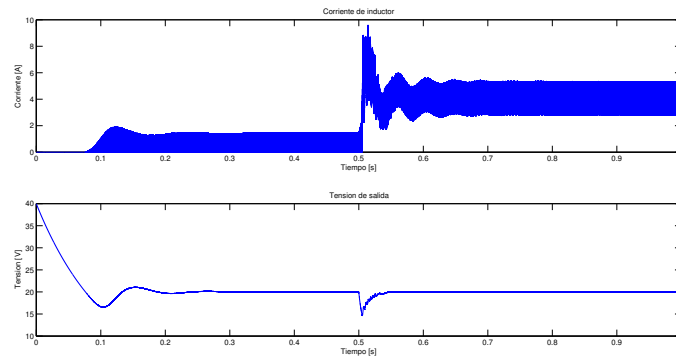


FIGURA 5.12: Resultados de la simulación para el convertidor reductor alimentando al elevador

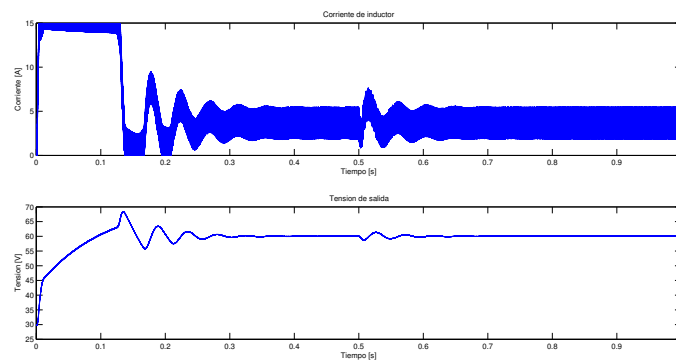


FIGURA 5.13: Resultados de simulación para el convertidor elevador alimentado por el reductor

El conmutador que controla la conexión entre los convertidores se activa al cabo de 0,5s luego del encendido de los convertidores. Los resultados exhiben un comportamiento adecuado, considerando que los valores devueltos son estables y los convertidores se comportan de acuerdo a lo esperado, ya que el convertidor elevador recupera rápidamente los niveles en los que se encontraba mientras que el reductor aumenta el nivel de corriente entregada para poder alimentar al convertidor elevador.

5.6. Soporte de hardware

Para la implementación del control se requirió de un dispositivo digital sobre el cual programar los algoritmos diseñados. Con base en el proyecto del convertidor elevador, se utilizó el mismo *hardware* que el usado para el proyecto del elevador ya que su potencia de cómputo era suficiente para ejecutar las rutinas programadas y ya se tienen resultados concretos de su correcta funcionalidad para trabajos de esta naturaleza.

El dispositivo utilizado consta de un controlador digital de señales (DSC) recomendado para aplicaciones de electrónica de potencia. Este dispositivo consta básicamente de una unidad de procesamiento y módulos periféricos cuyas funciones son las de adquisición de señales físicas y presentación de la información. El módulo de procesamiento trata de un procesador digital de señales, cuya arquitectura esta pensada para la realización de operaciones complejas, cálculos a gran velocidad y ejecución de rutinas en paralelo. Los módulos periféricos disponibles constituyen entradas y salidas de propósito general(GPIO), conversores analógico-digitales(ADC) de alta resolución, módulos de comunicación y salidas PWM.

Para el proyecto se utilizaron los módulos de ADC,GPIO y PWM. El módulo ADC fue utilizado para muestrear las medidas tomadas por los circuitos de acondicionamiento, el GPIO se ocupó para señales de habilitación y por último el PWM proporcionó las señales de control de las los transistores de conmutación.

Dentro de las características técnicas de mayor interés para el desarrollo del trabajo se cuentan las siguientes:

- Frecuencia de la unidad central de procesamiento: 150MHz.
- Unidad de punto flotante.
- Longitud de los registros: 32 bits.
- Controlador de acceso directo a memoria de 6 canales.
- Memoria flash de $256K \times 16$

- 18 salidas PWM
- 3 temporizadores de CPU de 32 bits
- ADC de 12 bits con 16 canales y tiempo de conversión de 80ns

La utilización adecuada de cada uno de los módulos periféricos requirió la consideración de ciertos parámetros de ajuste. Para ello se explican las características técnicas de los módulos sobre los cuales se trabajó.

El ADC devuelve los resultados de conversión que pueden ser accedidos individualmente mediante registros independientes. El rango de tensión de conversión está entre 0 y 3 volts fuera de cuyo intervalo el conversor satura en el valor límite correspondiente y siempre que ese valor no se aleje demasiado del rango como para dañar el dispositivo. La frecuencia del reloj de conversión es de 12,5MHz y hay tres configuraciones de adquisición y conversión que se pueden establecer en modo de software, utilizando interrupciones preprogramadas o bien a través del módulo ePWM o usando señales externas. Según lo comentado, para obtener el valor devuelto por el registro de un canal del ADC se hace el siguiente cálculo,

$$n_{ADC} = \frac{2^{12}U_{in,ADC}}{3}$$

El módulo PWM posee seis pares de salidas y la frecuencia de la señal entregada es configurable, mientras que la resolución está dada por la base de tiempo que se establezca. La frecuencia del PWM se define a partir del número de ciclos del reloj de procesamiento principal. Entonces para conocer este número, hay que hacer el cociente entre la frecuencia de reloj principal y la deseada para el PWM:

$$n_{PWM} \frac{f_s}{f_{PWM}} = \frac{150MHz}{20kHz} = 7500$$

El número anterior, a su vez representa la resolución de la acción de control.

5.6.1. Comentarios

Los modelos utilizados son típicos de los sistemas estudiados y los resultados devueltos son satisfactorios, ya que éstos demuestran ser estables en condiciones típicas de trabajo.

Considerando que en los modelos utilizados se tuvieron en cuenta algunos de los elementos parásitos de los componentes, tal como la resistencia serie de inductor y de capacitor, el modelo debería aproximar bastante bien el comportamiento real de los convertidores, lo cual será evaluado en la siguiente etapa.

Respecto a la simulación final, se comprobaron las posibilidades de poder interconectar los dos convertidores, puesto que se ha demostrado que el funcionamiento conjunto es estable si se establecen condiciones de conexión apropiadas.

Capítulo 6

Modelo del Emulador

6.1. Modelo de control

El diseño fue abordado de manera que a partir de la medición de corriente entregada a la carga se obtenga la referencia de tensión usando el modelo de tensión de la pila de combustible. A su vez, esta referencia se utilizará como *set-point* del PI de tensión implementado anteriormente para el convertidor reductor. Por otra parte el modelo del convertidor reductor ha sido modificado levemente permitiéndole conducir en sentido opuesto a corrientes de carga muy bajas y posibilitar así su funcionamiento permanente en modo de conducción continua, incluso a corrientes de carga muy bajas. Esto es posible gracias a que las llaves de conmutación utilizadas son bidireccionales. Operar el convertidor en modo de conducción continua permite mejorar la resolución del emulador a bajas corrientes.

El esquema del modelo de simulación general es el de la figura 6.1.

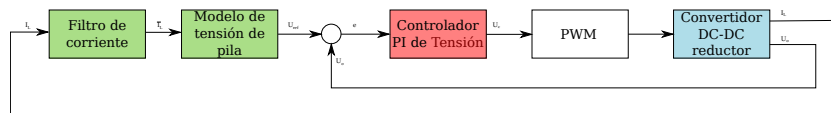


FIGURA 6.1: Esquema general de control

6.1.1. Filtro de corriente

Conforme a la estructura presentada en la fig. 6.1 y guardando cierta analogía con del diseño el modelo de control utilizado para el elevador (fig. 5.7), nuevamente se hace necesario el uso de un filtro de corriente que rechace las componentes de frecuencia generadas por el PWM.

Para el modelo del emulador, sin embargo, la utilización del filtro de corriente cumple una función adicional además del rechazo del rizado producido por la operación natural del sistema de potencia. En la sec. 5.4.1 se mencionó la necesidad de diferenciar los comportamientos dinámicos de los diferentes lazos de realimentación con el fin de que las aproximaciones utilizadas para adaptar el esquema de control basado en controladores lineales sea efectiva. Para aquel caso, fue necesario que la inclusión de los controladores PI permitiera corregir el error de seguimiento a la referencia y distinguir la velocidad en que ambos lazos operaban, considerando que el lazo de corriente es más rápido. Para el modelo del emulador se ha intercambiado el orden de los lazos de control. Esto implica una complicación ya que hay que modificar la dinámica del lazo de corriente de modo que sea haga más lento que el de tensión.

Por lo tanto el filtro que se agrega al sistema de control debe ser capaz de filtrar el rizado y reducir el ancho de banda en la medida que la dinámica resultante provea estabilidad aceptable al sistema. No obstante, la reducción del ancho de banda de un modo muy drástico conduce a limitar la velocidad de respuesta del convertidor. Es por ello que el diseño del filtro supuso hacer frente a una relación de compromiso entre el correcto desempeño del emulador y la obtención de un ancho de banda suficiente para que en una etapa posterior se pueda modificar el emulador incluyendo también el comportamiento dinámico del sistema de celdas de combustible completo. Para ello es necesario identificar el orden de las constantes de tiempo bajo las que éste funciona. Según los modelos utilizados, las constantes de tiempo más pequeñas corresponden al flujo de reactivos a través de los colectores de los electrodos y son del orden de las centenas de milisegundos ($100ms$), lo que significa que hay que tener al menos un ancho de banda de $10Hz$ para cumplir con este requerimiento. La eliminación de las componentes de frecuencia introducidas por el PWM queda cumplida mediante la reducción del ancho de banda, ya que éstas se ubican alrededor de los $20kHz$. La dinámica del lazo interno se encuentra por encima de los $700Hz$ y por esto se decidió que un filtro con una frecuencia de $100Hz$ sería apropiado.

La estructuras posibles de los filtros discretos lineales se definen a partir de la longitud de la respuesta al impulso. Por un lado se tienen los filtros de respuesta al impulso finita (FIR) y por otro los de respuesta al impulso infinita (IIR). Cada uno de ellos tienen características que los vuelven ventajosos o contraproducentes según la aplicación. Los filtros FIR poseen muchas cualidades que los hacen atractivos a la hora de elegir un filtro; algunas de ellas son que poseen fase lineal y son inherentemente estables aunque normalmente requieren mayor cantidad de recursos computacionales para ser ejecutados. Por otro lado los filtros IIR pueden verse como la contraparte discreta de los filtros analógicos, y sus especificaciones pueden provenir de ellos, aunque debe comprobarse su

estabilidad y no debe resultar de importancia la distorsión de fase que introducen, a diferencia de los FIR, cuya distorsión puede eliminarse por completo. Para la realización de cada una de estas estructuras se aplican diferentes técnicas, aunque para cada problema en particular se utiliza una estructura diferente. Si lo que se desea es obtener un filtro de con bandas de transición estrechas y de mayor eficiencia computacional se prefieren los filtros IIR. Si los requerimientos son relajados respecto a los intervalos de las bandas de transición y la eficiencia computacional no es de importancia, se eligen los filtros FIR.

Para poder realizar el filtrado de las componentes de mayor frecuencia, correspondientes al PWM, hubo que realizar un muestreo rápido cuya tasa fuera mayor a $40kHz$ para cumplir con las condiciones del teorema de muestreo. Es por ello que los sensores adquieren muestras a una tasa de $200kHz$ y esto trae como consecuencia que la frecuencia de corte elegida para el diseño del filtro resulta muy chica respecto a ella. Esto deriva en que la estructura de la realización debe ser IIR, ya que en contraste, los filtros FIR se vuelven más complejos mientras el intervalo que separa la frecuencia de corte y la de muestreo es más alta.

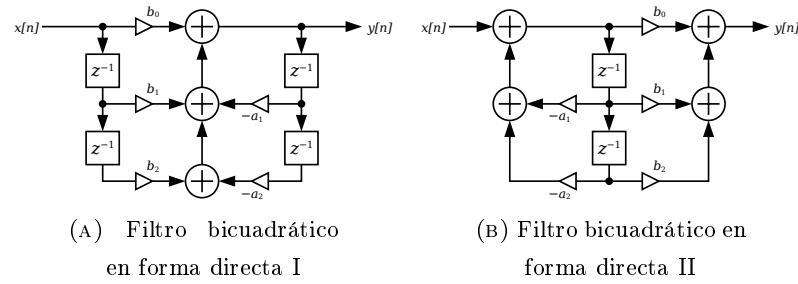
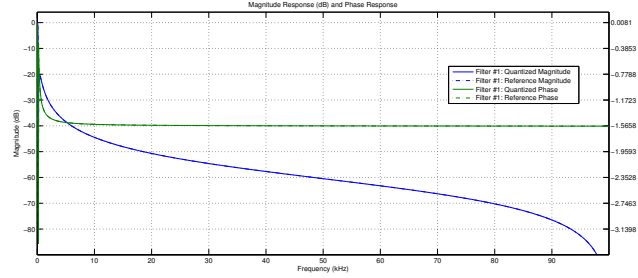


FIGURA 6.2: Formas directas de filtros IIR

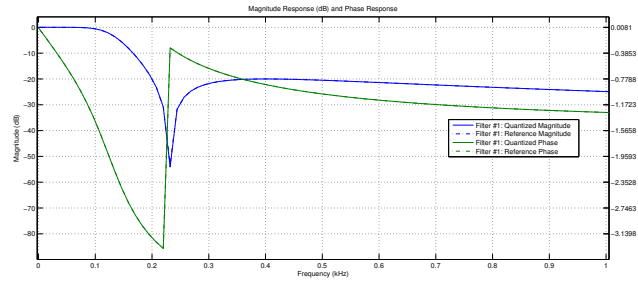
La implementación de los filtros IIR se puede efectuar siguiendo alguna de varias estructuras. Las más comunes son las formas directas, cascada y paralelo. Dentro de las formas directas hay dos posibilidades: las de tipo I y II (figuras 6.2a y 6.2b). La exigencia en la especificación de las bandas de transición hacen que la respuesta pueda cambiar en gran medida debido a los errores de cuantización. Por eso, para el trabajo se utilizó una estructura conocida como cascada de *secciones de segundo orden* ya que permite disminuir la sensibilidad del error de cuantización debido a la longitud finita de las palabras de memoria. En la fig. 6.3 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro implementado. Corresponde a un filtro de tercer orden, cuya matriz de coeficientes se muestra a continuación:

	b_0	b_1	b_2	$a_0 = 1$	a_1	a_2
Primera sección	1	-2	1	1	-1,9965	0,9965
Segunda sección	2	2	0	1	-0,9947	0

Los coeficientes presentados le confieren al filtro sus características en frecuencia, sin embargo es necesario aclarar se han utilizado ganancias para escalar los valores entre secciones y así evitar el desbordamiento del límite de palabra.



(A) Respuesta en frecuencia del filtro implementado



(B) Ampliación de la zona del filtro correspondiente a la banda de paso

FIGURA 6.3: Respuesta en frecuencia de filtro de corriente

6.2. Simulaciones

En esta sección se presentan los modelos realizados en Simulink de los emuladores completos y los resultados obtenidos utilizando una carga que representa un banco de resistencias disponible en el laboratorio que se ensayó el emulador. Se adjunta a su vez el relevamiento de los puntos de polarización que devuelve el emulador cuya tendencia se pretende hacer coincidir con el ensayo de laboratorio.

6.2.1. Modelo Fijo

En esta sección se presentan los resultados del simulación del emulador usando el modelo fijo de tensión de pila presentado en la sec. 3.2.1. En la fig. 6.4 se presenta el modelo de simulación que se usó para evaluar la funcionalidad bajo *software*. Las respuestas se encuentran en las figuras 6.5 y 6.6 donde se puede ver el comportamiento dinámico y los puntos de polarización, respectivamente. Tal como se previó, la respuesta

6.2.2. Modelo paramétrico

Los resultados siguientes comprenden la simulación correspondiente al modelo que permite configurar la temperatura de las celdas de combustible y la presión de los electrodos¹. Los parámetros elegidos se pueden ver en el modelo de la fig. 6.7 y corresponden a una temperatura de 70°Cy 2 atm de presión en el ánodo.

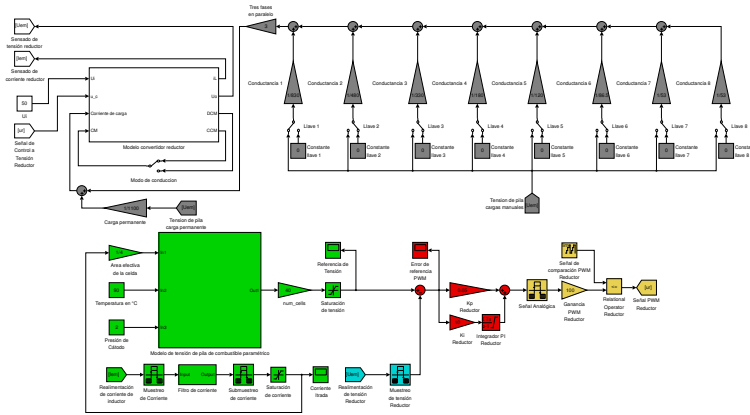


FIGURA 6.7: Esquema simulink del modelo paramétrico

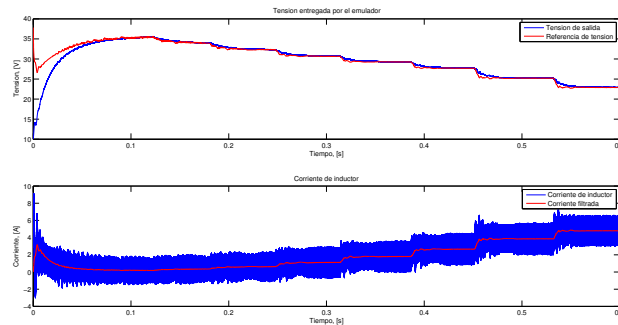


FIGURA 6.8: Resultados de simulación para las magnitudes de salida del emulador paramétrico

Al igual que para el modelo anterior, los puntos de polarización ajustan con bastante precisión a la característica dada para esas condiciones de funcionamiento.

¹se asumió que la presión de ánodo se establece igual a la de cátodo

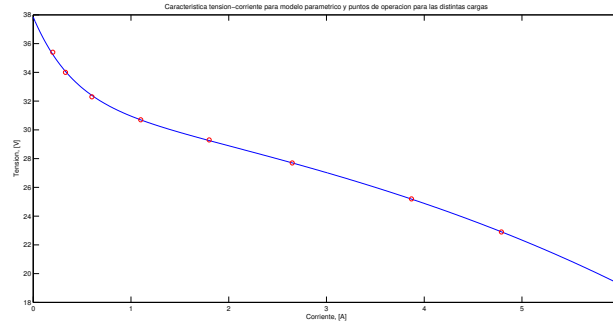


FIGURA 6.9: Relevamiento de curvas para modelo paramétrico

6.2.3. Operación conjunta del emulador y la etapa de potencia

Se mostró en el cap. 5 que es posible en simulación, la operación conjunta de ambos módulos de potencia. En esta etapa se pretende verificar la factibilidad del funcionamiento de la operación del emulador a diferentes cargas. Para este caso el emulador trabajó en un rango de corriente más amplio debido a que la tensión aplicada sobre la carga es siempre 60V gracias a la acción del elevador y por ello se debió ajustar el parámetro del área efectiva de la celda para que sea posible la operación en todo el intervalo de corriente.

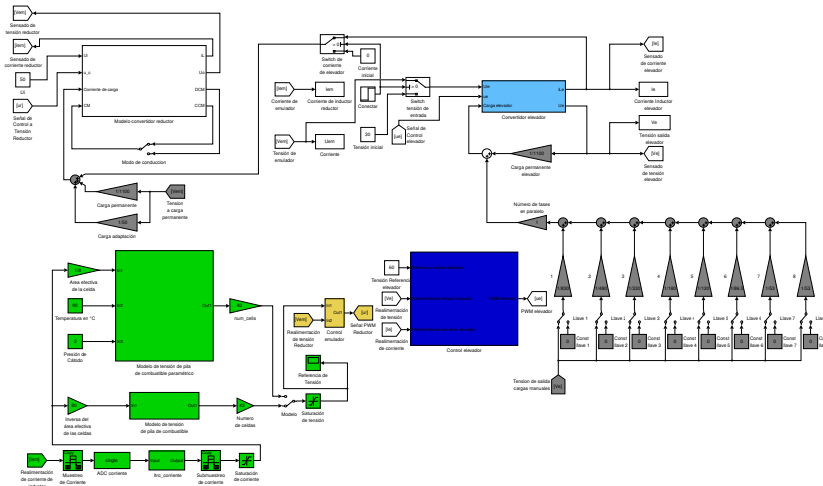


FIGURA 6.10: Esquema del emulador conectado a la etapa de potencia

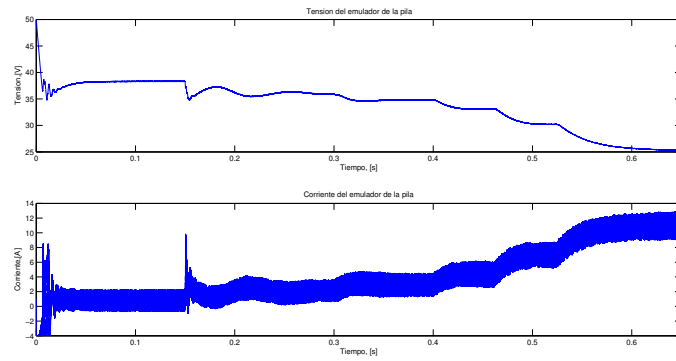


FIGURA 6.11: Esquema del emulador conectado a la etapa de potencia

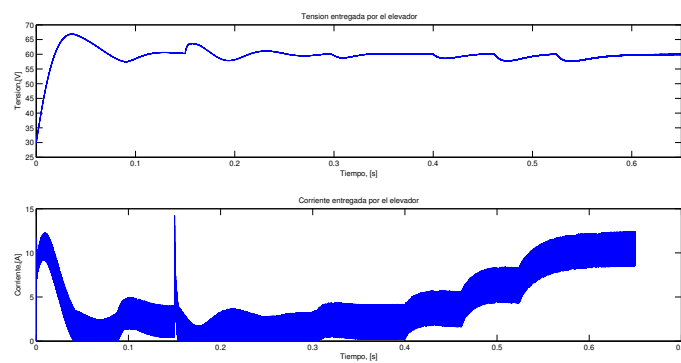


FIGURA 6.12: Esquema del emulador conectado a la etapa de potencia

6.2.4. Comentarios

Los resultados de simulación coinciden con los que se esperaban, por lo tanto los modelos utilizados son válidos y se procedió al ensayo de los convertidores y la evaluación del emulador en el laboratorio.